

和 年 8 月 (第 81 卷・第 8 冊・第 875 号)

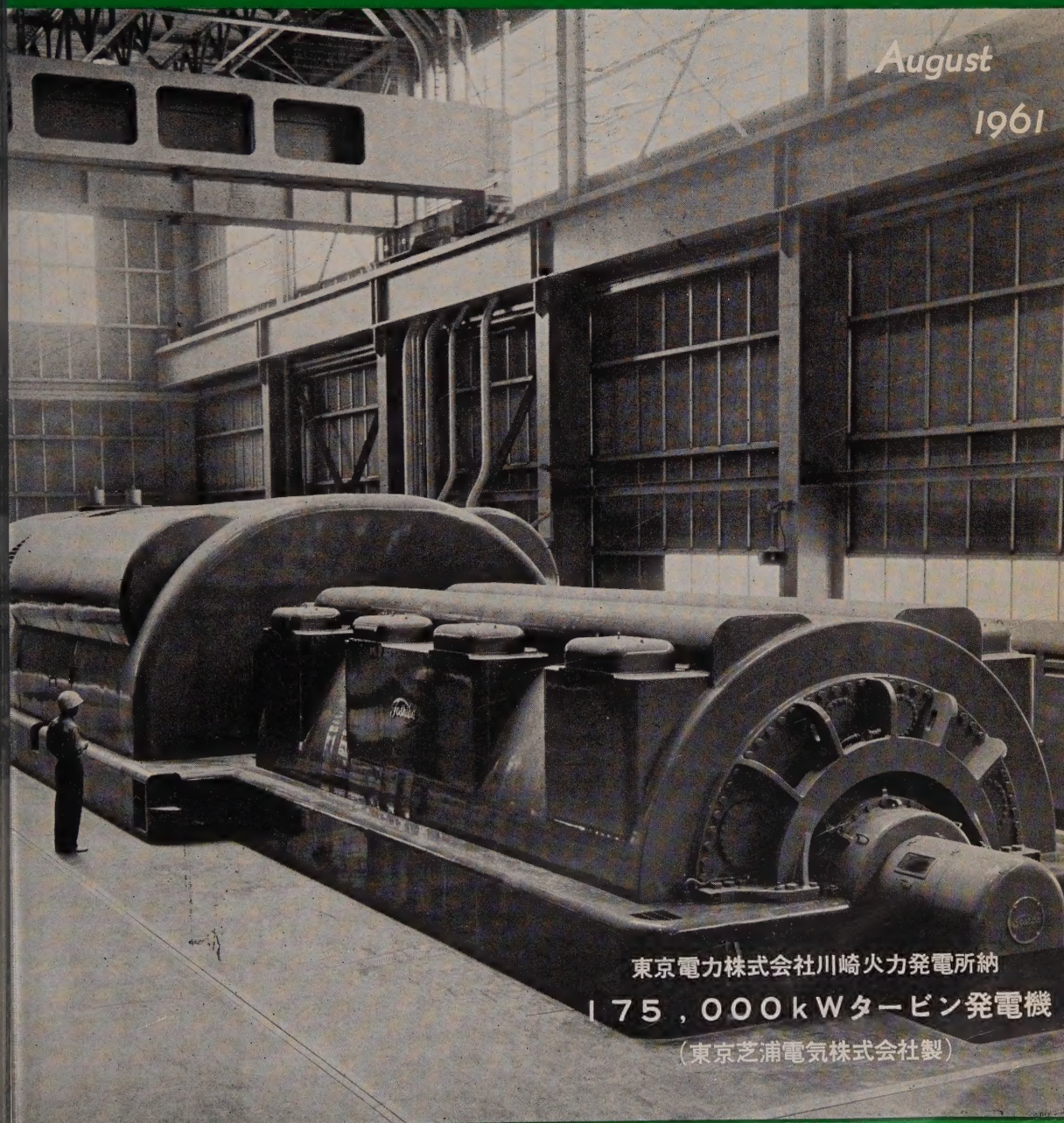
昭和 22 年 8 月 26 日 第三種郵便物認可 昭和 36 年 7 月 26 日 印刷 昭和 36 年 8 月 1 日 発行 毎月 1 回 1 日 発行

電 気 学 会 雑 誌

The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan

August

1961



東京電力株式会社川崎火力発電所納

175,000kWタービン発電機

(東京芝浦電気株式会社製)

Published monthly by **Denki Gakkai** (The Institute of Electrical Engineers of Japan) Tokyo

内 容 目 次

1 教育および研究

- 1 教育 2 研究 3 学会 4 特許

2 電気物理

- 1 応用数学 2 物性 3 放電 4 プラズマ 5 音響

3 電気計測

- 1 単位および標準 2 電気計器 3 需給計器
および計器用変成器 4 電気磁気測定 5 電気
応用計測

4 電子回路

- 1 正弦波回路 2 パルス回路 3 その他の回路
4 電子回路部品

5 電子装置

- 1 電子管材料 2 真空技術 3 放電管
4 送信管 5 受信管 6 マイクロ波管
7 光電管および電子増倍管 8 電子線管
9 電子顕微鏡 10 X線管 11 粒子加速装置
12 トランジスタ 13 半導体素子 14 パラメ
トリック増幅器

6 電気機器

- 1 同期機 2 誘導機 3 交流整流子機
4 直流機 5 水銀整流器・接触変流機・電力用半
導体整流器 6 変圧器 7 電力用コンデンサ
8 シャ断器・開閉器・ヒューズ 9 避雷器
10 磁気増幅器 11 配電盤・制御装置

7 電力

- 1 電気事業 2 電力系統 3 水力発電 4 火力
発電 5 特殊発電(風力・地熱・潮力) 6 変電
7 架空送電 8 地中送電 9 配電 10 電力
用通信 11 給電

8 電灯照明

- 1 照明の基礎 2 光源 3 照明器具
4 照明施設

9 電気鉄道

- 1 電気鉄道一般 2 電鉄用変電所 3 電車線路
4 電気車 5 信号 6 鉄道通信

10 電気通信

- 1 通信事業・統計・国際会議 2 通信理論
3 通信基準 4 音響・通話標準 5 電話機
6 交換方式・装置 7 電信方式・装置 8 伝達
方式・装置 9 通信用線路 10 超高周波回路
11 空中線 12 電波伝播 13 無線通信方式・
装置 14 放送 15 通信用部品・材料
16 通信用電源 17 航法無線・レーダ

11 電気材料

- 1 金属材料 2 磁気材料 3 無機材料
4 有機材料 5 電気材料試験法

12 電線およびケーブル

- 1 裸電線 2 巻線 3 ゴム・プラスチック絶
縁電線ケーブル 4 電力用紙ケーブル 5 通信
ケーブル

13 電気化学・電熱

- 1 電池 2 水溶液電解 3 熔融塩電解
4 電熱化学 5 電解冶金 6 表面処理および
防食 7 電解用直流電源 8 誘電加熱
9 誘導加熱 10 アーク加熱 11 抵抗加熱
12 溶接 13 放電化学

14 電気応用

- 1 電力応用 2 一般電気応用

15 オートメーション

- 1 自動制御理論 2 制御技術の傾向
3 オートメーションの実際面 4 変換器
5 アナログ・デジタル変換器 6 増幅装置
7 制御用演算装置 8 プロセス制御装置
9 サーボ用機器 10 遠隔測定および制御
11 電子計算機 12 アナログ計算機

16 原子力

- 1 原子力平和利用活動 2 原子核 3 原子炉工
学 4 原子動力 5 原子力機器 6 放射線計
測 7 放射線および放射性同位元素

製品紹介

電力用機器 産業用一般機器 原子力およびオー
トメーション機器 計測機器および試験装置
家庭電気用品 電線・ケーブル 通信機器 電
気材料

YEW

日本産業と科学振興を支える

電気計測器

オートメーション装置



ブラウン管オシロスコープ



絶縁抵抗計



携帯用計器

主要製品

■工業計器と自動制御用計器

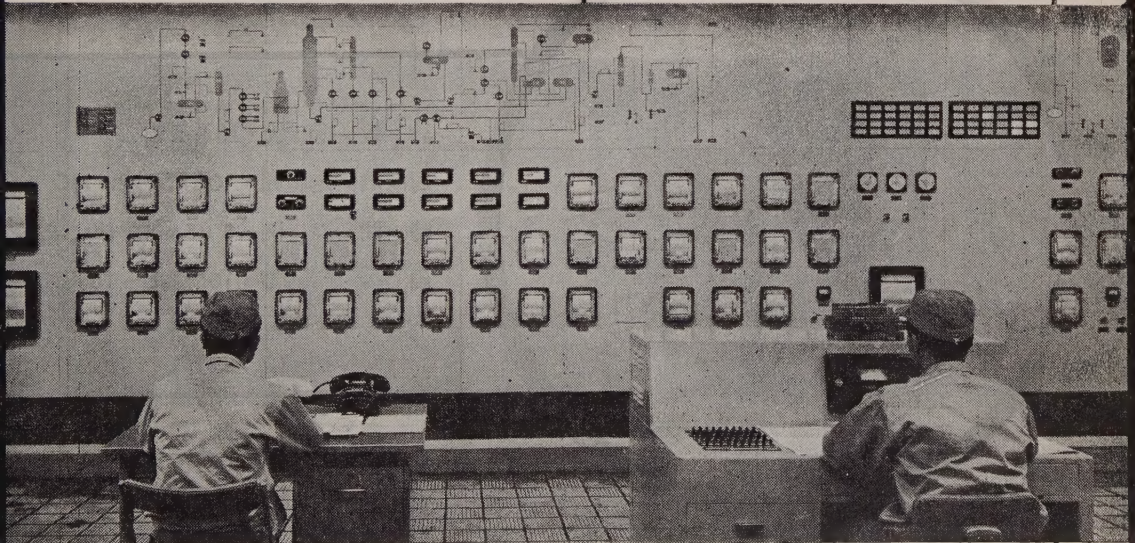
電子式自動平衡記録計・全電子式制御装置
熱電温度計、抵抗温度計、輻射高温計、流量計
液位計、pH計、ガス分析計、液体濃度計
照度計、濁度計、湿度計、露点計、回転速度計、
粘度計、ポーログラフ、ブラインドコントローラ
Foxboro計器、その他

■電気計器

標準用・携帯用・配電盤用・パネル用計器および記録計器
電圧計、電流計、周波数計、電力計、力率計
サイクルカウンタ、音量計、三相検漏計
同期検定器、静電電圧計、計器用変成器

■測定器

検流計、直流電位差計、直流ブリッジ、テスト
絶縁抵抗測定器、接地抵抗測定器、標準LCR
交流ブリッジ、測定用発振器、増巾器、減衰器
レベル計、線路試験器、真空管試験器
測定架、Qメータ、電磁オシログラフ
オシロスコープ、その他



ECSにより計装した中央管理室

横河電機

本社・工場 東京都武蔵野市吉祥寺3000 電話 東京391 代表 1901 武蔵野局(022-2)3701 支店 名古屋・大阪・小倉 出張所 新潟・広島

--TR--

新製品

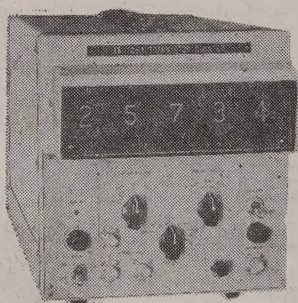
105D

数字表示トランジスタ・カウンタ完成

新コード変換素子の開発により、弊社が始めてカウンタに数字表示管方式を採用してから、「カウンタが見やすく使いやすくなった」との御好評をいただきておりましたが、此の程トランジスタ・カウンタに数字表示管を使用することに成功しました。

従来から知られていたトランジスタ・カウンタ-TR-105に比べ、その表示方式がメータ方式から数字表示管を使用しているのみでなく、周波数測定範囲もはるかに高くなり、また時間々隔、周期測定においてもわが国では最高の性能を有するものです。

見やすく、軽量・小型



計 数 桁 数・10進5桁

周波数測定範囲・10CPS～2.5 MC

時 間 々 隔・3 μ S～ 10^5 sec

周 期・ 10^{-5} sec～10 KC

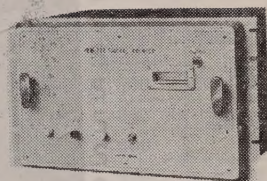
プリンター接続可能

-TR-

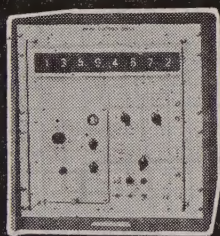
高性能・多様な機種

タケダ理研のカウンタ

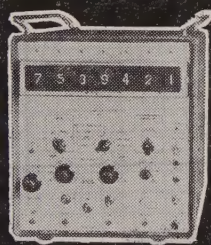
1. **-TR-111D** 10 cps \sim 220 MCにわたる広範囲の周波数, 0.3 μ S \sim 10⁷Sにわたる時間々隔測定, 0 \sim 10 KCにわたる周期等の高精度測定のできる最高級エレクトロニック・カウンタ
2. **-TR-110DD** 10 cps \sim 2.5 MCの周波数測定, 0 \sim 10 KCの周期測定, 3 μ S \sim 10⁵Sの時間々隔測定等, 1台で6つの基本的機能をもつユニバーサルカウンタです。
3. **-TR-109BD** 10 cps \sim 200 KCの周波数測定, 0 \sim 10 KCの周期測定, 30 μ S \sim 10⁴Sの時間々隔測定ができます。
4. **-TR-108DD** 10 cps \sim 200 KCの周波数測定, 100 μ S \sim 10³Sの時間々隔の測定ができる小型高性能のエレクトロニック・カウンタです。



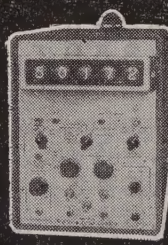
-TR-278 Digital Printer



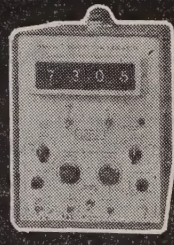
-TR-111D



-TR-110DD



-TR-109BD



-TR-108DD

募集

エレクトロニクス技術者

機械設計技術者

いずれも年齢35才まで、給3 \sim 5万詳細は本社総務部へ

パルス機器の設計製作大学理工科卒業者。

ディジタル機器の筐体、プリンター、自動制御機器の設計製作

タケダ理研工業株式会社

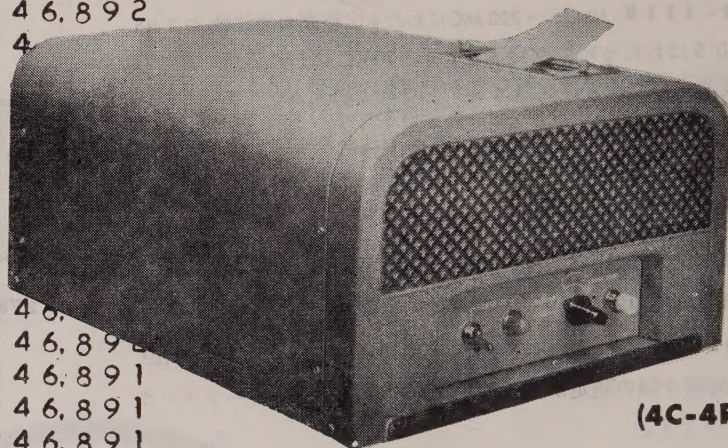
本社・東京都練馬区旭町285 TEL (933) 4111(代)
大阪営業所・大阪市北区梅ヶ枝町71 TEL (312) 0051 \sim 6
ヤノシゲビル (312) 2695(直)

— 日 測 電 子 の —

デジタル プリンター

9.752
9.752
9.752
9.752
214.569 T

246.892
246.892
24



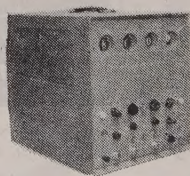
(4C-4RB)

3.703.386 T

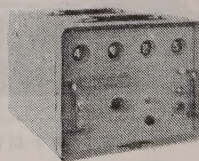
98.765.432
9.876.543 -
88.888.889 T

98.765.432
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
39.506.174 T

型式・設置型及びラック型の二種あり。
特長・データーの印字及び加減算が可能。
印字機構は米国クラリー社製

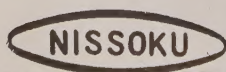


(4C-4B)



(PS-301)

各種エレクトロニック
カウンタ及びA.D
変換器等、
あらゆるデジタル計
測器の出力を直結記録
することができます。



日測電子工業株式会社

東京都港区芝金杉浜町70番地 TEL.(451) 1815

新製品



10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

• AM FM SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

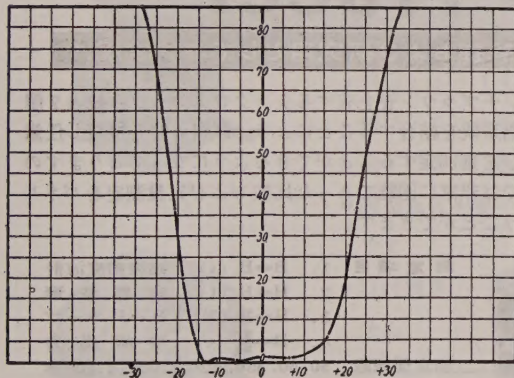
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	"	15 Kc	30 Kc	"	"	1,000	"
10 M-E	"	6 Kc	15 Kc	"	2 db	500	"
10 M-F	"	3.5 Kc	10 Kc	"	"	300	"
10 M-H	"	0.5 Kc	2 Kc	"	"	2,000	"
10 M-J	"	30 Kc	50 Kc (75 db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30mm

CRYSTAL DISCRIMINATOR

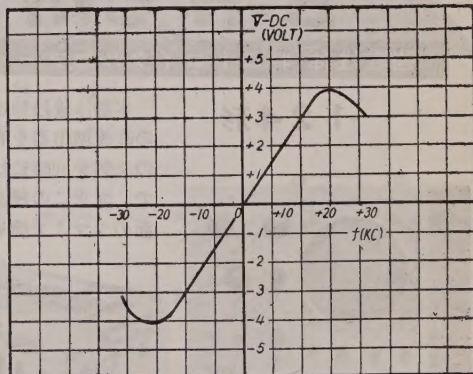
MODEL NO	CENTER FREQ	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L.W.H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT 10K. OUTPUT 500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系例既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



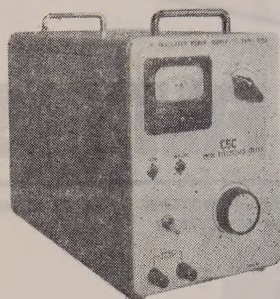
東洋通信機株式會社

本社及工場 神奈川 川崎市 塚越 3 丁目 484 番地 電話 川崎 (2) 3771 ~ 3779, 2766
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関 3 丁目 3 番地 鋼板ビル内 電話 東京 (591) 1973, 1974
大阪営業所 大阪市西区江戸堀上通り 2 丁目 37 番地 (裁吉ビル) 電話 土佐堀 (44) 4332 ~ 6
福岡営業所 福岡市天神 町 58 番地 天神ビル 電話 福岡 (75) 6031, 6416

C&C 直流安定化電源装置

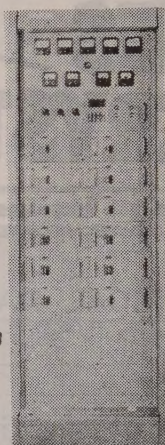
505A形 出力を完全に短落しても **121形**
(全トランジスタ式) 安心です。(特許出願中) (全トランジスタ式)

505C形
(電子管式)



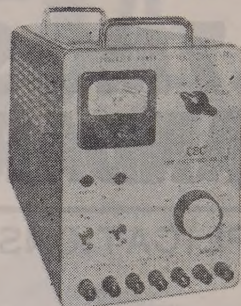
本器は出力電圧0~40V (連続可変)で6A (最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA



本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御運転回路を有する総合電源装置であります
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内



本器は出力電圧100~500V (連続可変)で300mA (最大)の電源が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

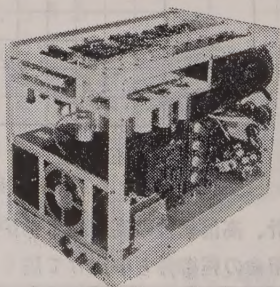
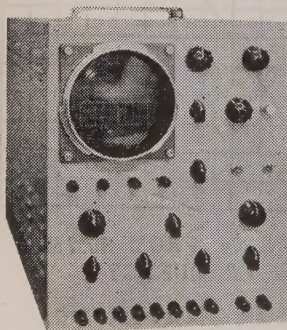
1. 安定化直流高圧
出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下
2. 鉄条用直流出力
出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下
3. 鉄条用交流出力 (2系統)
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版!

124形

本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



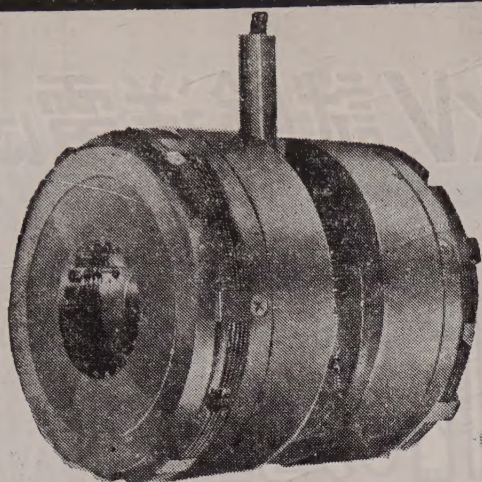
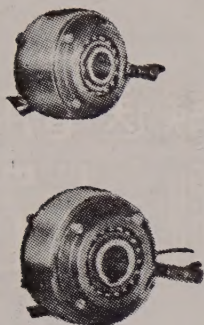
測定項目 1. $B=B(t)$ 磁束密度波計
2. $H=H(t)$ 磁界波形
3. $B=B(H)$ B-Hカーブ
4. $B=\frac{dB}{dt}$ 巻線出力
測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%
感度 B軸 10mV/cm~10V/cm
H軸 100mV/cm~10V/cm
位相差 1%~100kc $\pm 5^\circ$
使用CRT 5ABP1
入力電源 90~110V、50~60%

呈カタログ

中央電子株式会社

東京都八王子市元郷町2-155

TEL 八王子(026)2局2380・6748~9



神鋼

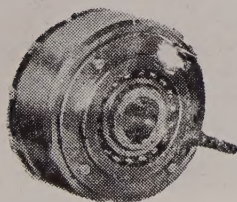
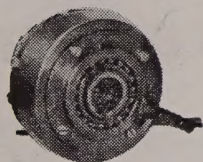
小型湿式多板

工作機械、産業機械の 自動化と能率向上に 電磁クラッチ 電磁ブレーキ

電磁クラッチ ブレーキ コンビネーション

■ 特 長

- 寸法最小……最小の寸法で最大のトルクを発揮させます
- 残留トルク 1 % 以下……独特の設計により残留トルクを画期的に少なくしました
- 刷子不要……装備並びに保守が容易です
- 調整永久不要……取付後の調整は一切不要です
- 取付簡単……取付部の歯切・加工を要しません



小型乾式多板電磁クラッチ・ブレーキも製作いたします。その他 1000 K W 以上の大容量の電磁クラッチまで各種の豊富な型式を擁しています。



神鋼電機株式会社

本社 東京都中央区西八丁堀 1 の 4
営業所 東京 大阪 名古屋 神戸 小倉 広島 札幌 富山

600kV試験送電に挑む

日新の10ナ損失測定装置

600kV試験送電用

600kV三相試験送電線コロナ損失測定装置

本装置は電力中央研究所の600kV塩原試験場に設置されている弊社が製作したコロナ損失測定装置であります。

太い碍管が標準コンデンサ、細い碍管がパルス通路、上部は電力計、電流計などの送量器収納箱からなっており、試験送電線の導体コロナ損を高圧側で測定し、これを光パルスに変換し、地上送量して測定するものです。

測定方式 送電線充電電流補償方式を用い高圧側で測定する

測定要素 回転力平衡形電力計

伝送方法 光パルス伝送方式

測定範囲 0.5kw 0.5/10kw 5kw 5/10kw
50kw



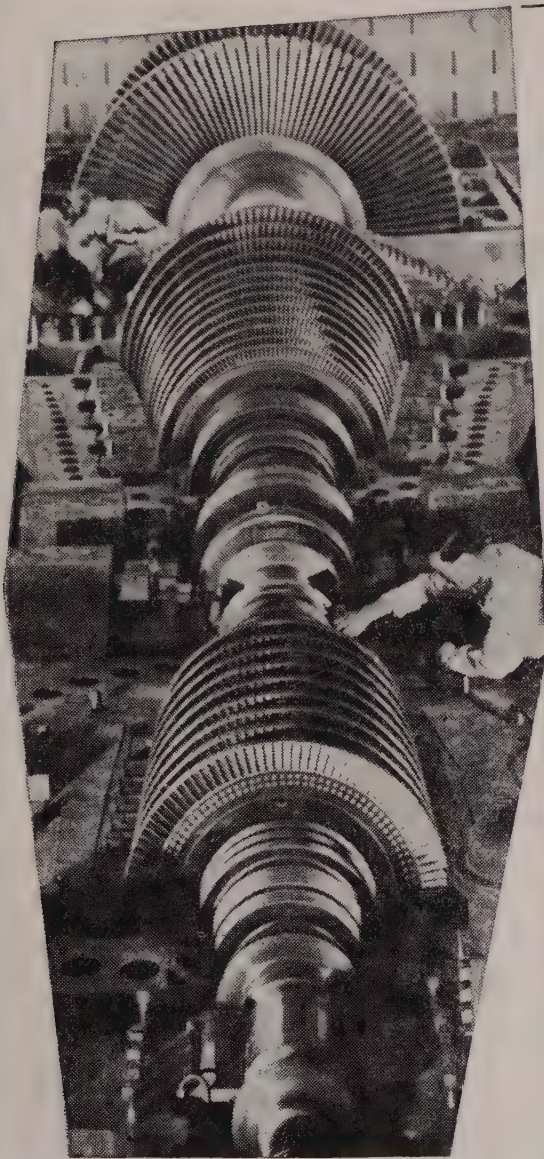
日新電機株式会社

本社・工場 京都市右京区梅津高畝町20番地 電話 京都(86)1131(代)

支 社 東 京・大 阪・名 古 屋

出張所 札幌・仙台・富山・広島・高松・福岡・八幡

電力中央研究所 塩原試験場



三つの 大切な 要素

高い効力！ 大きな能率！ 広い
運用範囲！ G・E・C・再熱タービン
発電機は無条件に、以上の要素の一
つ一つに合った最大の力を持ってお
ります。

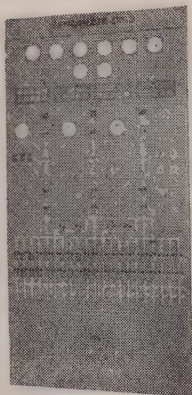
この最高の性能は英国ゼネラル・
エレクトリック社の工場及び研究所
に於いて検討開発された、数多くの
色々特徴ある設計から直接生れた結
果です

発電所建設一切の多年にわたる且
豊富な経験を持つ事に於いて我社に
匹敵する他の技術会社は世界に指折
り数える程しかありません

在日英国ジェネラル・エレクトリック株式会
社では発電機の供給から発電所の建設まで一貫して請
負い、現在、茨城県東海村で電子力発電所の建設にも
従事しております。日本G・E・C社のバックには
世界最大の技術会社英国ゼネラル・エレクトリック社
の技術と経験が輝いております。

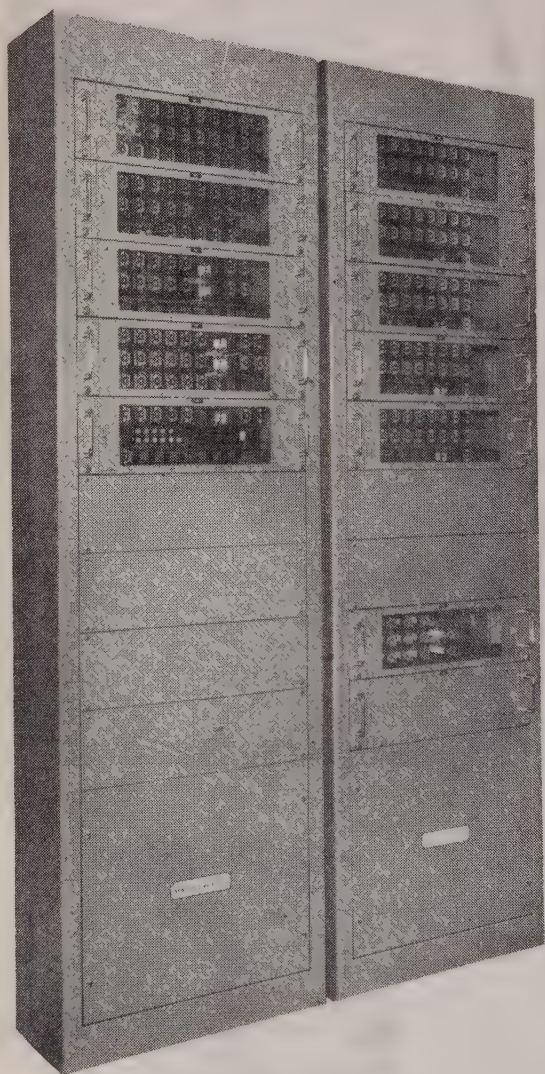
長年の経験
信用絶対の
このマーク

B.E.C.



電力設備の オートメーション!

NEC テレコントロールシステム



NE式遠方監視制御用継電器架の一例

■ 特 徴

最高の信頼度 主要部品である継電器、トランジスタを始め、すべての部品は最も信頼度の高いものを使用しており、余裕を持った回路設計と共に最高の信頼度が得られます。

優秀な方式と機能 最も優れた「二段同期方式」のほか各種符号方式を使用して、実際運用上の要求に100%沿うことができます。

■ 用 途

発電所、変電所の無人化、あるいは保守費の大幅削減により経費が節約されます。

■ 性 能

撰択速度 0.5～2秒（容量100ポジション） 消費電力 制御所側平均300W被制御所側平均250W（共に容量100ポジション、表示ランプを含む） 電源電圧 直流 100V、48V、24V、（その他各種AC電源） 許容電源変動 標準±20%



詳細は電子機器事業部営業部にお問合せ下さい



オートメーション
が生みだす
高性能!

NEC
ブラウン管
真空管
トランジスタ

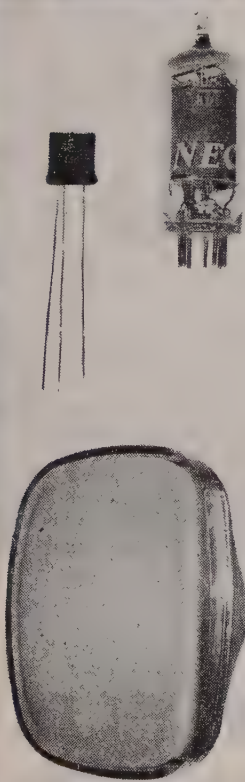
■ NEC真空管は優れた近代的量産設備と、科学的品質管理によって製作しており、その技術は米国シルバニヤ社より技術提携をうけ、伝統ある我社の技術とあいまってその優れた性能と安定した品質は業界より広く認められておる所であります。

NEC真空管はたえずラジオ・テレビ用に新品種を開発して業界の要求に即応して広く愛用されており次の様な特徴をもっております。

- 1) 低ノイズ低ハム高感度で品質が均一で電気的性能にすぐれております。
- 2) 構造堅牢で機械的強度が強く高信頼性で、耐震性にすぐれております。
- 3) 長寿命で長期使用しても特性変動が少く安定性にすぐれております。

■ NECブラウン管は多年の研究と経験のもとに優れた技術と近代的量産設備とによって製作をしており、次の様な特徴をもっております。

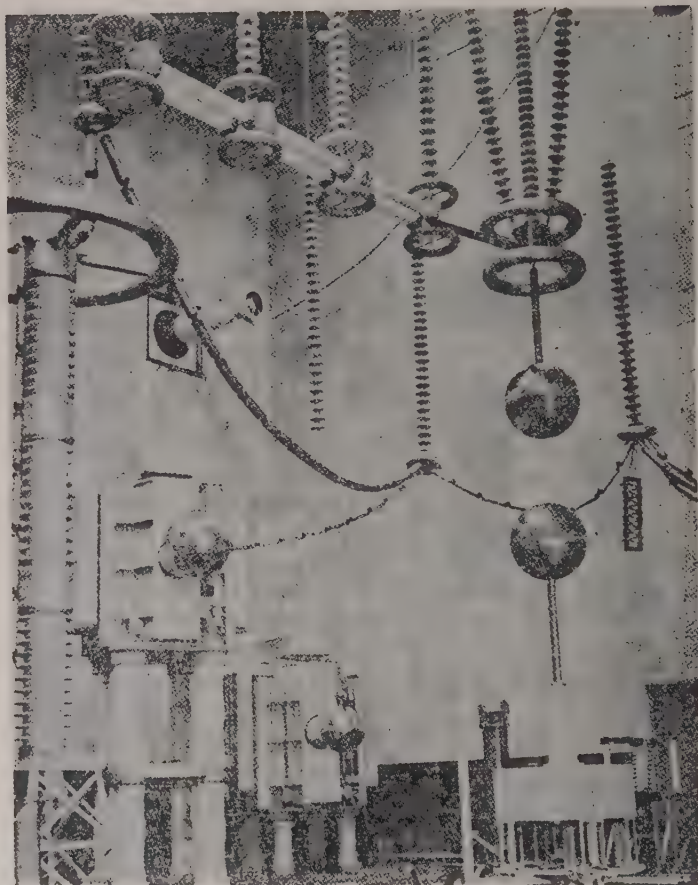
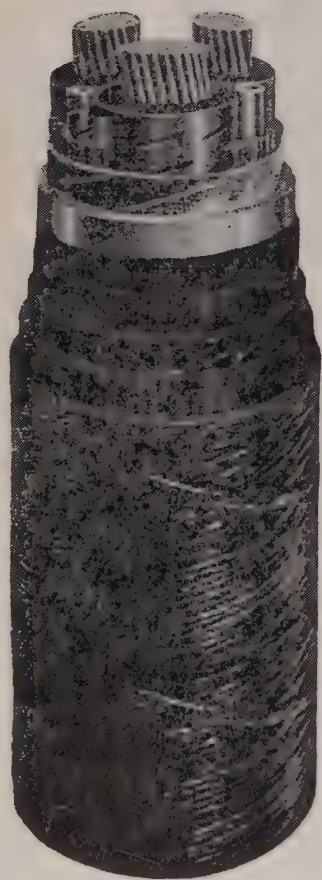
- 1) フォーカスが鮮鋭で分解能が高く、ストレートガン方式を採用した優れた設計になっております。
- 2) 電源電圧の変動に無関係な完全自動焦点方式でかつ焦点ボケが全然なく、又黒鉛膜の特殊構造によるクイックスタートでありますからスイッチインと同時に、安定した像をむすぶ瞬時安定方式であります。
- 3) ストレートガン方式を採用しておりますので、イオントラップマグネットは不要です。従って常に最良の画像が得られる様になっております。
- 4) 蛍光膜は最も好ましい色調と均一性によりガラスのグレーフェースとあいまってコントラストが良く明るい場所でも鮮明な画面が得られます。



新日本電気株式会社
日本電気株式会社

東京事務所 東京都千代田区丸の内1丁目8番地(新住友ビル)
電話 (211) 2311 (代表)
大阪事務所 大阪市北区梅田2番地(第一生命ビル)
電話 (36) 3271 (代表)

日本電線の 低ガス圧電力ケーブル



川崎工場の超高压試験場の一部

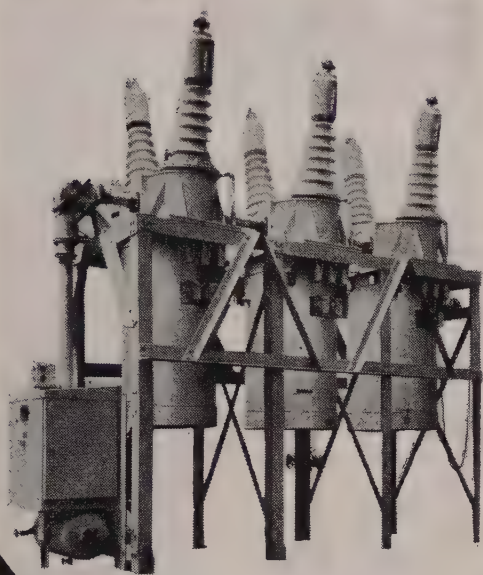


日本電線株式会社

本社事務所 東京都中央区西八丁堀2-1-1 長岡ビル内
電話 (551) 6471 (10)

営業所 大阪・福岡・仙台・名古屋・札幌
工場 東京・川崎・熊谷

立正の油しゃ断器

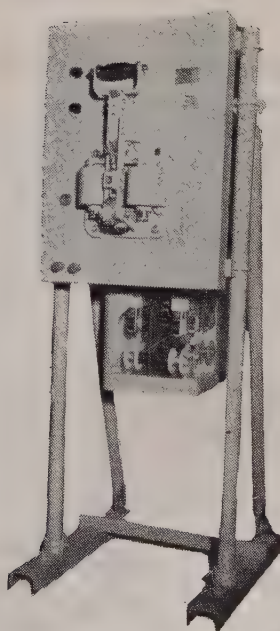


D-2500形

84KV. 800 1200A
2500 MVA

A-50C形

7.2KV 300A
50 MVA

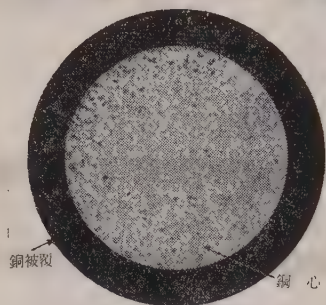


株式会社 **立正電機製作所**

本社・工場 京都市南区吉祥院中島町四 TEL 京都 ㊟ 9176 (代表)
本社・営業部 大阪市北区万才町43(浪速ビル九階) TEL 大阪 ㊟ 9851・9951 (代表)
支 社 東京・大阪・営業所 大阪・東京・仙台・広島・九州・名古屋

カッパーフライ線

— C.P. 線 —



特 長

電気メッキによる銅被覆でありますから

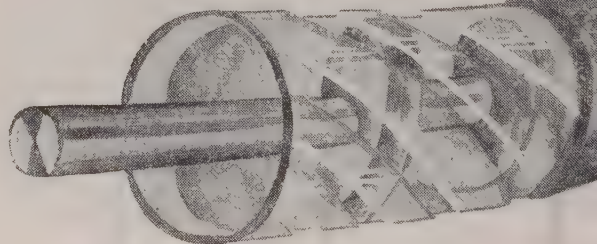
- 1 銅心と銅被覆は同心円であります
- 2 品質が軸方向及び直径方向について均一であります
- 3 永久に銅被覆は剝離しません
- 4 長尺物の製造が可能であります

※

スチロフレックス 同軸ケーブル

特 長

- 1 長尺のケーブルが得られます
- 2 可撓性に富んでおります
- 3 軽量且つ強靱で取扱が簡単であります
- 4 長さ方向に品質が均一であります
- 5 低損失であります
- 6 特性の経年変化がありません
- 7 輻射がありません



※

Styroflex は Norddeutsche Seekabelwerk A.G. の登録商標である。



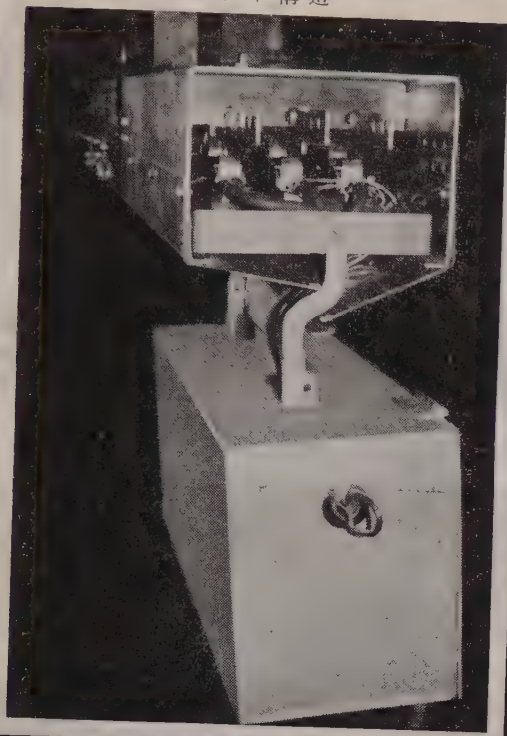
大日電線株式会社

尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 8

本 店
大 阪 事 務 所
東 京 支 店
九 州 支 店
名 古 屋 支 店
工 場

尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 2
大 阪 市 北 区 梅 田 町 7 番 地 の 3 梅 田 ビル
東 京 都 千 代 田 区 丸 ノ 内 1 - 6 (海 上 ビル 新 館)
福 岡 市 天 神 町 2 0 福 岡 同 和 ビル
名 古 屋 市 中 村 区 堀 内 町 4 の 1 毎 日 名 古 屋 会 館
尼 崎 市 箕 島

トロリバスダクト構造

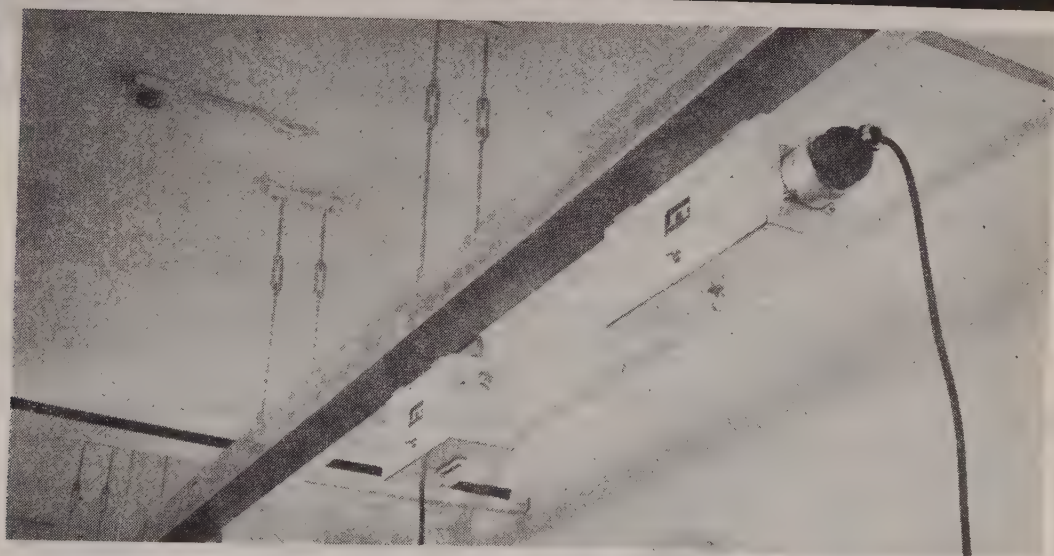


古河 トロリ バスダクト

従来のトロリバスダクトのように、パイプ状の導体を使用せず、平角導体を使用しているため、いままでのものより大容量のものを製作することができます。バスダクトの接続、交換も容易であります。外函は美観、防塵、不燃性の点で優れたアルミ板または鉄板を使用し、感電の危険なく、安全運転ができます。

工場内走行起重機に利用した例

3相3線式	200V
バスダクト定格	500A
トロリ定格	200A
亘 長	約200m



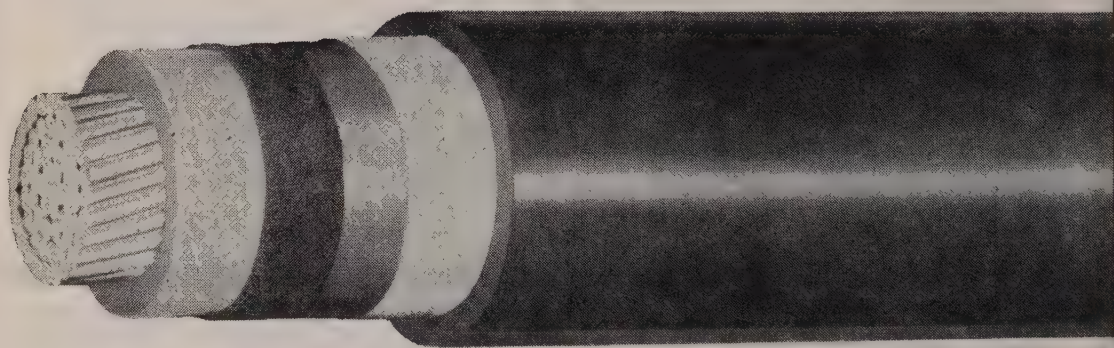
トロリバスダクト取付状況



古河電気工業株式会社

本社 東京都千代田区丸の内2の14

+ 日立架橋 ポリエチレン 絶縁電線



ポリエチレンはすぐれた絶縁材料として各種電線、ケーブルに多量に使用されていますが、約 100°C で軟化溶融するため、耐熱性の点で応用範囲が制約されます。

この欠点を改善するため、ポリエチレン分子間に化学結合による橋架けを行ったものが架橋ポリエチレンで、そのおもな特長はつぎのとおりであります。

■ 特長

1) 熱軟化温度が高く加熱変形が小さい。

2) 高温強度が大きい。

3) 高温における耐熱老化性がよい。

4) ストレスクラッキングに著しく強くなる。

5) 電気的特性はすぐれている。

6) 耐薬品、耐溶媒性がよい。

以上のとおり耐熱性、機械的特性および電気的性能がすぐれているため、電力ケーブル、制御ケーブル、高圧引下線、機器配線用、トランス用口出線として広い分野に使用することができます。



日立電線株式會社

本社 東京都千代田区丸ノ内2-16

営業所 大阪・福岡・名古屋

販売所 札幌・仙台・広島・富山

藤倉のハネカムワイヤ

Fujikura



ハネカムワイヤは、通信機器のハネカム巻コイルに使用されるもので、従来綿・絹などの繊維質被覆をほどこした電線が用いられておりました。

当社は、導体上に絶縁用のエナメル皮膜と外部の特殊皮膜とを組合せて新しいハネカムワイヤを完成し、一部実用に供しております。

当社のハネカムワイヤの特長はつぎのとおりです。

- (1) 従来の綿・絹巻のハネカムワイヤと同一外径の場合では、絶縁皮膜の厚さを大きくできるので電氣的諸特性が向上し、従ってコイルの性能も改善される。
- (2) 繊維層がないので、湿気による影響が少く、コイル巻後のワニス処理が簡略化できる。
- (3) エナメル方式で製造されるので、外径が均一で取扱いが容易である。
- (4) 価格が低廉である。



藤倉電線株式會社

本社・工場 東京都江東区深川平久町1の4
 電話 東京 644局 1111(大代表)
 沼津工場 沼津市本字七通り360 電話 沼津 代表3750
 販売店 大阪・福岡 出張所 名古屋・仙台・札幌

三井の電線・ケーブル

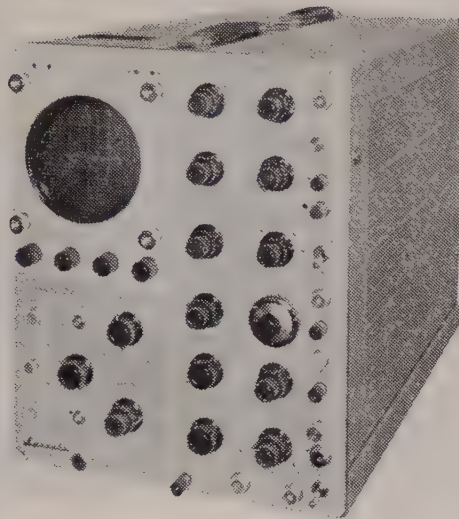


3,000 Vブチルゴム絶縁ビニルシース
ビニル防蝕鋼帯鎧装電力ケーブル



西日本電線株式會社

本社・工場	大分市大字駄原 2 8 9 9 番地	電話 (2) 6141
東京営業所	東京都日本橋室町三井ビル内	電話 (241) 5084
大阪営業所	大阪市北区中之島三井ビル内	電話 (44) 3731
福岡営業所	福岡市天神町39三井銀行ビル内	電話 (74) 4084
名古屋出張所	名古屋市広小路西通三井物産ビル内	電話 (54) 3171
小倉出張所	小倉市京町10-381五十鈴ビル内	電話 (5) 2810
札幌出張所	札幌市北二条西3丁目越山ビル内	電話 (2) 2056
熊本駐在所	熊本市大江町九品寺 2 9 4 の 1	電話 (4) 3343



瞬時現象！ 連続現象！

岩崎の

メモリスコープ

MS-5012

メモリスコープは、直接表示蓄積管のメモトロンを使用したシンクロスコープで、瞬時現象を必要な時間だけそのまゝとっておく事ができます。不要になれば直ぐ消去することも可能です。

性能

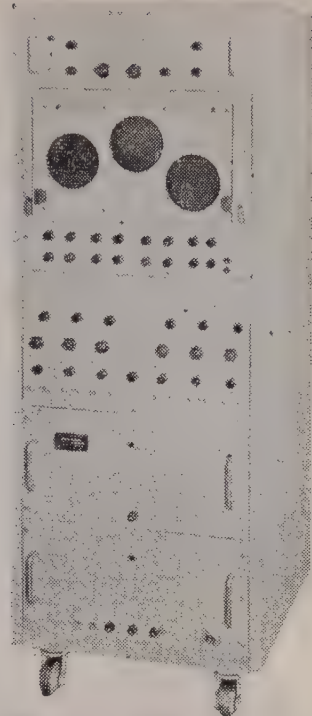
感 度 10mV/cm

周波数帯域 DC～1 Mc

掃引方式 内部・外部のトリガー又は自励
遅延掃引、電源掃引、外部掃引

掃引時間 1 μ sec/cm～12sec/cm

校正電圧 0.2mV～100V



6現象

シンクロスコープ

2要素ブラウン管を3組使用した、多現象用のシンクロスコープです。現象を記録するためには、このまま、接写装置で写真をとると、オシログラフの上に6現象を光学的に集めて連続記録するのと、2つの方法があります。後の方法の場合にはセットのパネル面に装置を取付けます。

性能

ブラウン管 5 SP11A 3本

感 度 0.05 V/cm

入力インピーダンス 1 M Ω

周波数帯域 DC～500kc

掃引方式 トリガー掃引、単掃引及び自励
内部・外部・電源の正及び負

掃引時間 4 μ sec/cm～15msec/cm

校正電圧 0.05 V～100 V

電 源 100 V 50～60%



岩崎通信機株式会社

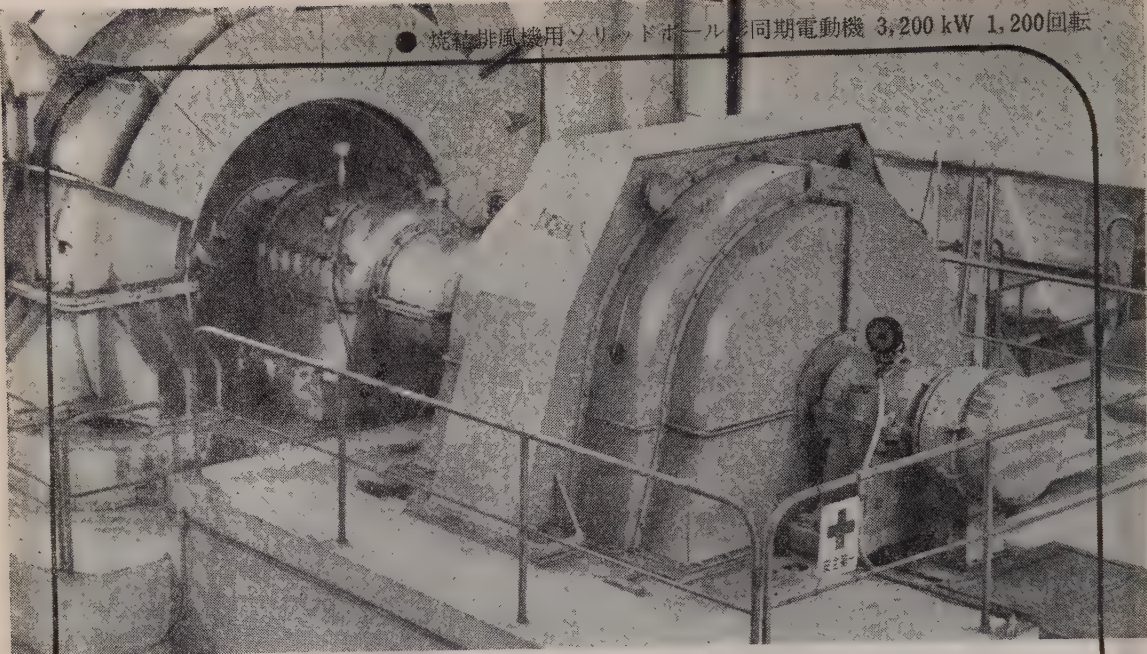
(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野ビル
電話 (271) 0461～8・0471～7

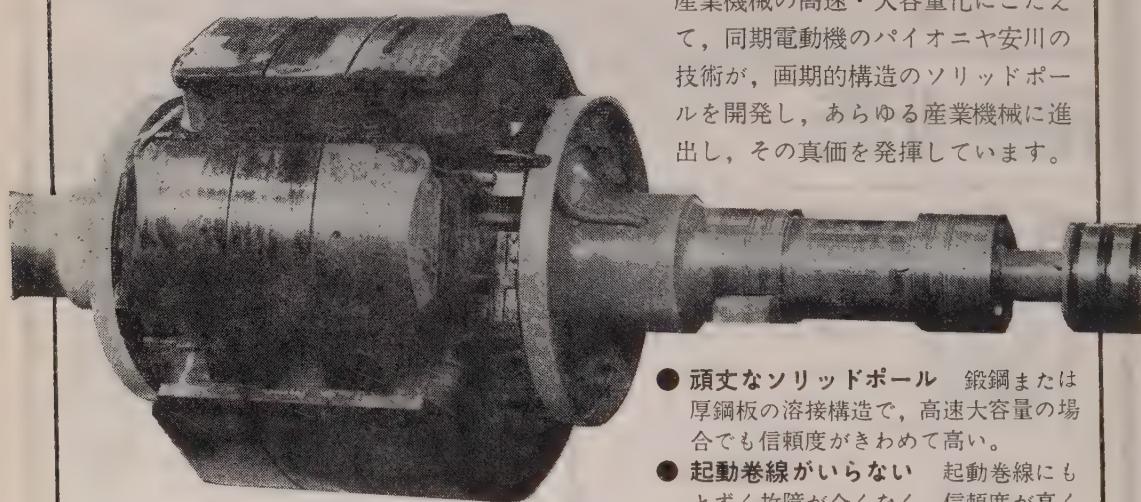
大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル
電話 (23) 1616 (代表)

本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地
電話 代表(391)2231・(398)2231

出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本



産業機械の高速・大容量化にこたえて、同期電動機のパイオニア安川の技術が、画期的構造のソリッドポールを開発し、あらゆる産業機械に進出し、その真価を発揮しています。



● 3,200 kW 1,200回転同期電動機
ソリッドポール形構造 回転子

- 頑丈なソリッドポール 鍛鋼または厚鋼板の溶接構造で、高速大容量の場合でも信頼度がきわめて高い。
- 起動巻線がない 起動巻線にもとずく故障が全くなく、信頼度が高く保守容易。
- 起動特性が優れている うず電流の利用によって2重カゴ形特性が得られしかも磁極頭部の温度上昇が低い。

SOLID POLE 構造



安川同期電動機

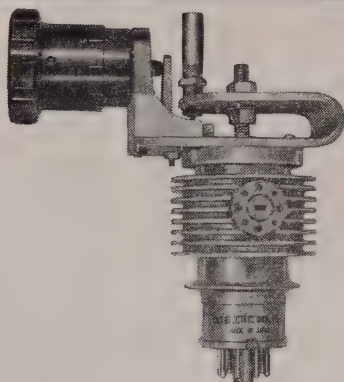
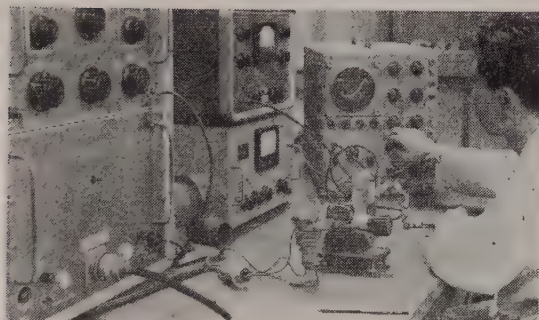
株式会社 安川電機製作所 重電機営業部 東京都千代田区一 大手町ビル

営業所 東京・大阪・名古屋・札幌・福岡
高松・富山・新潟・広島・仙台



創業80周年

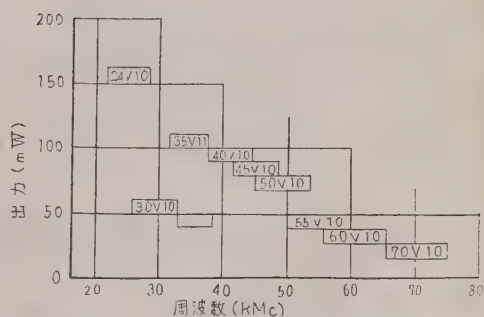
20,000Mc → 75,000Mc まで 耗波管シリーズ完成!!




テレコミュニケーションとエレクトロニクスのトップメーカー沖電気では 耗波管シリーズの完成を急いでいましたが 右の図表に示すように 10種のクライストロンにより 20,000 Mc ~ 75,000 Mc まで切れ目なく発振することに成功しました。

沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL東京(451)2191.9271





Takao
高 岳

変電用機器

定 所 上 地 ・ 電 気 機 器

関西電力 株 野中野電所納
通方監視御装置 子電機所

■ 営 業 品 目 ■

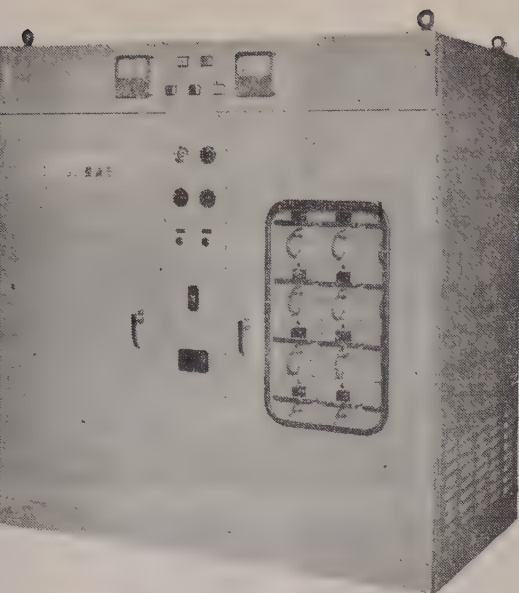
変 圧 器 ・ 断 路 器

し ゃ 断 器 ・ 配 電 盤

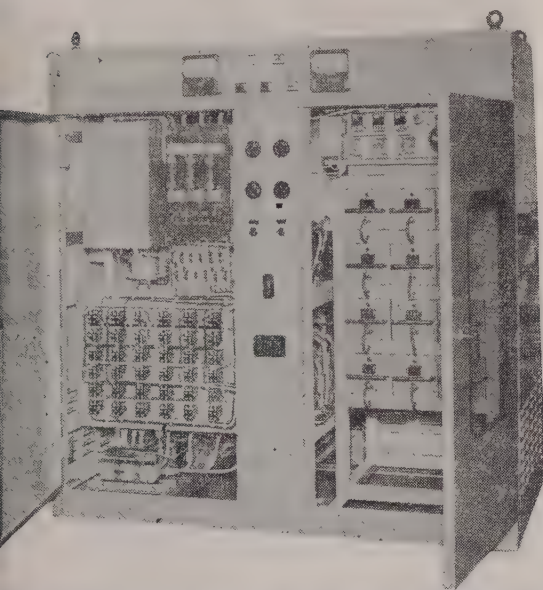
変 成 器 ・ そ の 他

株式会社
高岳製作所

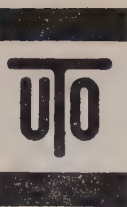
東京都千代田区大手町2-2-4 (新大手町ビル) 電話 東京 (211) 代表1671



シリコン整流器 定格出力12V-3000A 36kW強制空冷



特許ベルト・口・セレン・シリコン整流器
配電盤、各種制御盤
自動制御機器
全自動・半自動各種鋁金装置



自動定電流密度制御装置

Chuo

良心的な設計安心して御使用願える!!

シリコン 整流器

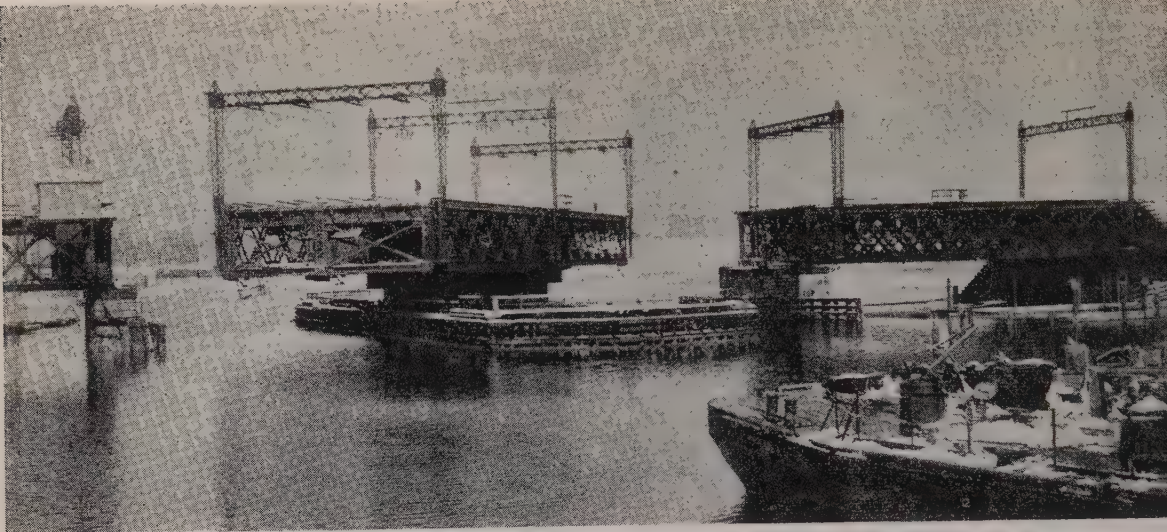
本器では整流体の取替えに便利な如く
トレイ構造を採用
電圧および出力側の過電流、短給等より
整流体を保護する完全な装置を備えている
或る一個の整流体保護ヒューズが熔断した場合
使用電流値を低下させて運転が出来ます
冷却扇が停止すると交流入力側を自動遮断する構造
ヒューズ継電器等の保護装置が動作した場合
報知表示灯が点灯し警報ブザーが鳴ります

株式
会社

中央製作所

本社・工場 名古屋市瑞穂区内浜町2の75番地 TEL (81)3166(代表)
出張所 東京都港区芝浜松町4の2番地 TEL (431)2177・6257

——型録贈呈誌名御記入——

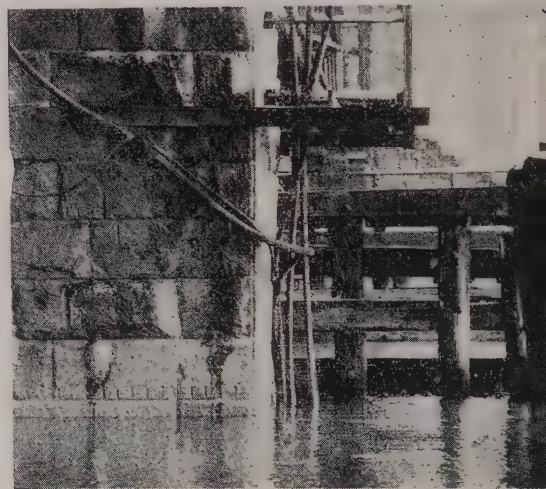


水中でも ネオプレン被覆のケーブルは 腐蝕や磨耗に耐えます

上の写真のような回転橋が、最も進歩したアメリカの鉄道に14も使用されています。水中ケーブルによって電力が供給されています。従来、使用されていた金属被覆のケーブルは塩水によって腐蝕され、役に立たなくなりました。

そこでデュポン製ネオプレンで被覆したケーブルが敷設されました。

この新しいケーブルは直ちにその価値が証明された。ネオプレン被覆のケーブルは塩水による劣化に耐え、さらにネオプレンは弾性があるので水中に浮遊する岩屑から起る損傷からケーブルが保護されます。修善及び取換費は根本的に削減され、その高い信頼性によって橋梁操作の効率は改善さ



れました。今、鉄道当局は、すべての水中ケーブルをネオプレン被覆のケーブルに取換えるよう計画しています。

水中でケーブルを使用するところではどこでも、デュポン製ネオプレンで被覆した電線及びケーブルに指定することによって、電力供給個所の耐久力や長い耐用年数を確信することができます。ネオプレン被覆の電線及びケーブルの詳細につきましては販売店にお問合せ下さい。なお資料に関しましては何卒クーポンをご利用下さい。

製造元 E. I. du Pont de Nemours & Co., (Inc.)
Wilmington, Delaware, U. S. A.

NEOPRENE



REG. U. S. PAT. OFF.

創立1802

化学を通じ……より良き生活のため、より良き製品を

DU PONT 日本総代理店
アメリカン・トレーディング・カンパニー(ジャパン)リミテッド

東京都港区芝公園7号地の1 SKFビル 電話(431)5140~9
大阪市南区安堂寺橋通り2の47 電話(26)6593~8

(御芳名)

(所属部所)

(御社名)

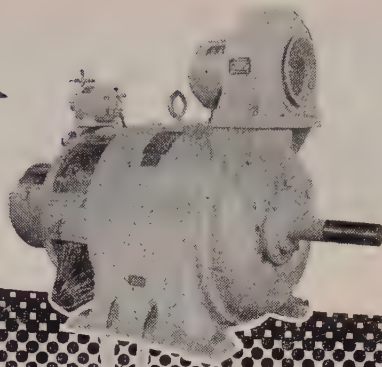
(御住所)

このクーポンを切り取りの上、上記代理店宛お送り下さい。資料を差し上げます

Jour. Ins. Elec. Engr. 8/61-J

生産の合理化に!!

オートメーションに
活躍する!!



最も能率的な 無段変速電動機

特 長

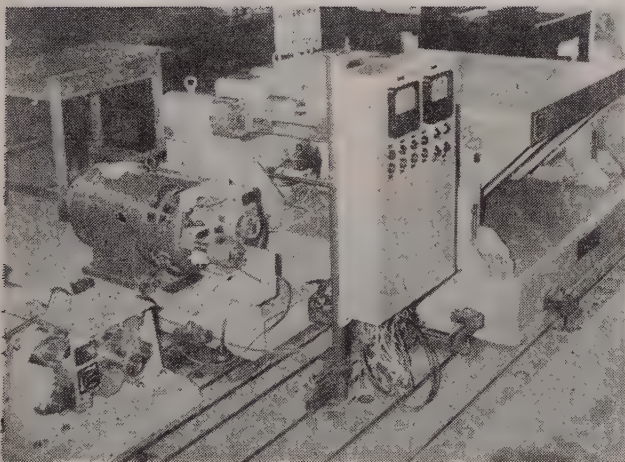
- ① 極めて簡単な速度調整
- ② 高い効率と優れた力率
- ③ 大きいトルクで少い電流
- ④ 取扱が簡単で維持費低廉

東洋の ASE-4- 三相整流子電動機

標準形ASモーターの出力と速度調整範囲

出力kW(HP) (最高速度 における)	毎分回転数(全負荷トルクにおける)			
	分 巻 型		超 分 巻 型	
	50 [%]	60 [%]	50 [%]	60 [%]
0.4 (1/2)	2,000~650	2,400~800	*2,500~125	*3,000~150
0.75 (1)	"	"	"	"
1.5 (2)	"	"	"	"
2.2 (3)	"	"	"	"
3.7 (5)	"	"	"	"
5.5 (7 1/2)	"	"	"	"
7.5 (10)	1,350~450	1,650~550	1,650~80	2,000~100
11 (15)	"	"	1,650~165	2,000~200
15 (20)	"	"	"	"
19 (25)	"	"	"	"
22 (30)	"	"	1,250~125	1,500~150
30 (40)	1,000~340	1,200~400	"	"
37 (50)	"	"	"	"
55 (75)	800~270	970~339	950~160	800~130
75 (100)	"	"	"	"
90 (120)	"	"	"	"
110 (150)	680~230	800~270	"	"
150 (200)	580~220	700~260	"	"
190 (250)	460~153	550~183	"	"
300 (400)	350~117	420~140	"	"

*印の定格時間は最高速度の1/2までは連続、それ以下は1時間定格であります。



振動試験機に使用の3.7kW ASモーター



東洋電機製造株式會社

本 社
営 業 所
工 場

東京都中央区京橋3~4 電話 (281) 3331(代) 3231
大 阪 名 古 屋 小 倉 札 幌
横 浜 戸 塚 京 都

超小型 高性能

多年の研究により、
増々高性能を発揮
する多摩川精機の
シンクロは、あら
ゆる産業の自動化
に活躍しておりま
す。

400%, 60%共、
各仕様により選択
できるよう、多種
類規格化されてい
ます。



(主要型式標準特性)

シンクロ

シンクロレゾルバ

型 式	15TR4	18TR4	23TR4	15CX4	18CX4	23CX4	15CDX4	18CDX4	23CDX4	15CT4	18CT4	23CT4
特 性												
励磁電圧(V)	115	115	115	115	115	115	90	90	90	90	90	90
周波数(%)	400	400	400	400	400	400	400	400	400	400	400	400
一次電流(mA)	110	240	510	67	96	230	47	100	160	13	5	6
二次電圧(V)	90	90	90	90	90	90	90	90	90	57.3	57.3	57.3
一次直流抵抗(Ω)	58	21	6.8	100	67	17.6	142	49	199	620	1230	776.4
二次直流抵抗(Ω)	55.6	18	6.1	76	45	14.4	136	56	17.6	304	555	235
一次インピーダンス(Ω)	1075	479	224	1720	1198	487	2210	1022	670	7830	22500	20590
二次インピーダンス(Ω)	795	398	200	1080	818	375	2500	1161	770	3850	11320	9160
ロータ慣性モーメント(g-cm ²)	16	29	150	14	27	98	15	28	98	12	27	96
残留電圧(mV)	—	—	—	100	70	28	75	90	50	30	20	20
静止摩擦トルク(g-cm)	—	7	14	3.5	7	14	3.5	7	14	3.5	7	14
トルク率(g-cm/deg)	1.42	4.5	12.8	—	—	—	—	—	—	—	—	—
温度上昇度(抵抗法)	40	12	50	20	12	25	14	12	25	2	4	5
電気誤差1級	12'	8'	8'	12'	8'	8'	10'	8'	8'	10'	8'	6'
電気誤差2級	24'	16'	15'	24'	16'	16'	20'	16'	16'	20'	16'	12'
指数誤差1級	60'	60'	60'	—	—	—	—	—	—	—	—	—
指数誤差2級	90'	90'	90'	—	—	—	—	—	—	—	—	—
重 量(kg)	0.15	0.26	0.6	0.15	0.26	0.6	0.15	0.26	0.6	0.15	0.26	0.6

型 式	15RS4	23RS4
特 性		
電 圧(V)	26	26
励磁周波数(%)	400	400
一次電流(mA)	10	53
一次電力(W)	0.07	0.173
一次インピーダンス(Ω)	610+j2570	63.4+j491
二次インピーダンス(Ω)	130+j570	56.9+j545
圧比、二次/一次	0.445	0.996
変圧比、均等性	0.002	0.001
変圧比、変化	0~50(V) 0.0018	0~30(V) 0.0031
移相差、一次/二次	3°50'	1°20'
移相変化、電 圧	0~50(V) 1°10'	0~30(V) 16'
移相変化、回 転	0~180° 23'	0~180° 30'
残留電圧(%)	0.1	0.1
軸 直 交 性	90±5'	90±5'
正弦波誤差(%)	0.1	0.1
間 数 誤 差	5'	5'
摩擦トルク(g-cm)	5	14
重 量(kg)	0.15	0.6

多摩川精機株式会社

本 社 東京都大田区古川町 173 電話 (731) 2131 代表
工 場 長野県飯田市上飯田1879 電話 (飯田) 3131 代表

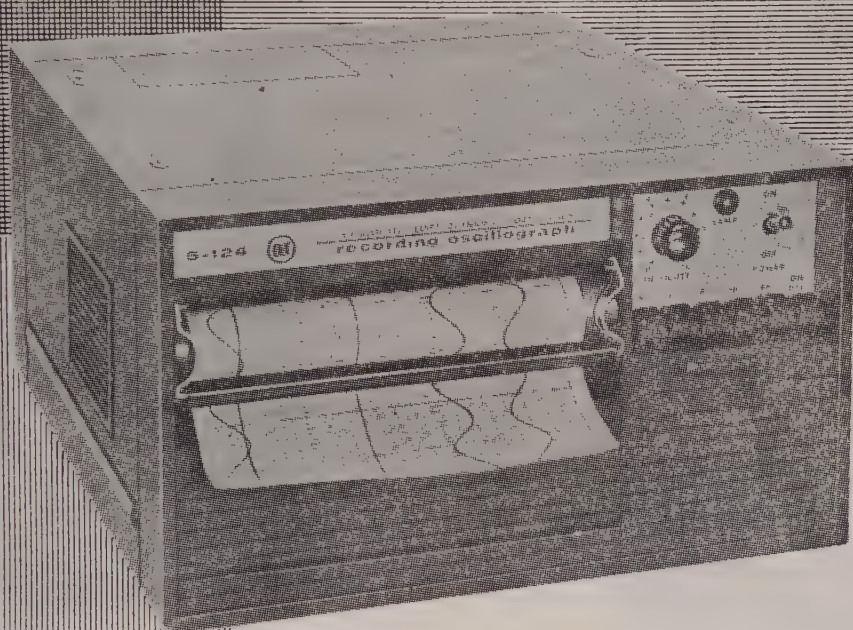
主 要 製 品

シンクロ ステップモータ
シンクロレゾルバ 電磁クラッチ
サーボモータ(A.C・D.C) ジャイロ
サーボモータジェネレータ サーボボード
レートジェネレータ シンクロ試験器
シンクロナスモータ シンクロ指示計
ブローモータ 自動制御用各種装置

CONSOLIDATED

TYPE 5-124 RECORDING OSCILLOGRAPH

(CEC 社 5-124 形 記録オシログラフ)



5—124形は簡潔，軽量，そしてポータブルであり，
すべてのコントロールは全面パネルで操作出来る。

押ボタン伝達機構
モジュール構造の採用
前面操作，ラック取付可能
データフラッシュ
方式採用による完全記録
チャンネル数 18
記録速度 1/4～64インチ/秒

カタログ贈呈

Consolidated Electrodynamics Corp.

日本総代理店

コロンビア貿易株式会社

本社
大阪出張所

東京都港区芝田村町1丁目5番地川手ビル
大阪市北区宗是町44番地

TEL (591) 7206～9・7200
TEL (44) 3 0 6 7 ～ 8

Accuracy 0.2dB

高精度・広帯域の直示式レベルメータ

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

本器は交流専用の高感度、広帯域、広範囲、高入力抵抗の真空管電圧計で微小電圧の測定に最適のものであります。また高精度・広帯域の直示式レベル測定器として使用できますので、TV、音響機器、搬送機器などに広い応用範囲があります。

測定範囲

1mV~300V, -58dB~+52dB, 12レンジ

精度

フルスケールの±2% (20c/s~1Mc)

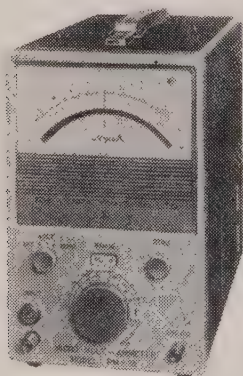
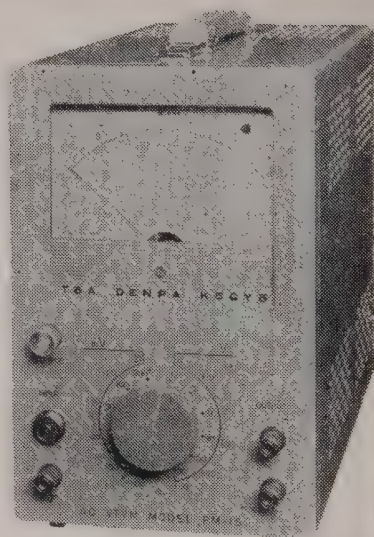
±5% (10c/s~4Mc)

入力インピーダンス

約10MΩ 30pF, 付属プローブで並列容量15pF

寸法・重量

150(幅)×230(高)×285(奥)mm・約7kg



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度・広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧電流を安定正確に測定できます。半導体、放線その他の関係に広い応用範囲があります。

測定範囲	電圧 0 ~ ±30μV ~ 100V	14レンジ
	電流 0 ~ ±3μA ~ 100μA	16レンジ
入力抵抗	すべてのレンジで10MΩ	
電気降下	100μA以上で	1mV
	30μAで	300μV
	10μAで	100μV
	3μAで	30μV

東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区諏訪町235-4・(369) 0101
出張所 大阪市東区淡路町3の6 船場ビル・(23)
小倉市大門町82・(5)
サービス 福岡市東区88-2 日興電気商全内・(4)
ステーション 名古屋市東区朝日町2の5 朝日エレクトロン内・(97)

■前回掲載のCR-007型低周波発振器とD-20C型ひずみ率計の説明文・仕様が入れ違っておりまして、訂正少々御詫いたします。

- 7桁デジタルカウンタ
- 各種信号発生器
- 6桁デジタルカウンタ
- 矩形波発生器
- プラグインユニット各種
- 広帯域分布増巾器
- 実効値真空管電圧計
- 直流増巾器

Nippon

4年間の努力

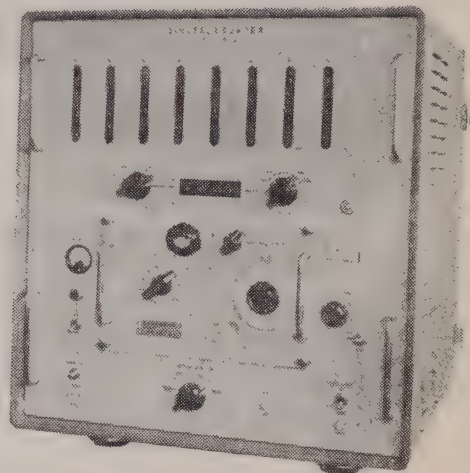
技術・設計・製造の
総力を結集して完成した

Nippon の
DIGITAL COUNTER

郵政省型式認定W第1131号

10c/s~220M C. $1\mu s \sim 10^7 sec$

$\pm 5 \times 10^{-8}$

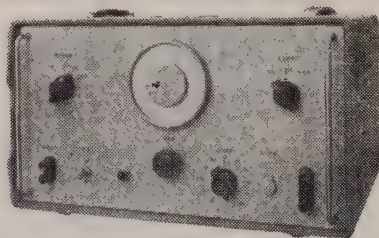


N-211超低周波発生器

同一周波数目盛で、矩形波・三角波・正弦波
が同一ピーク電圧で切替え使用できます。

周波数 0.008%~1200%

出力 4k Ω 負荷で30Vpp以上



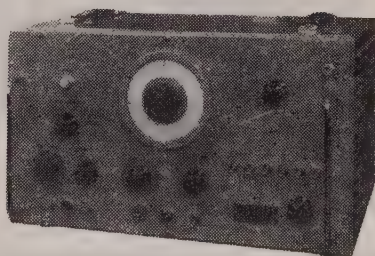
N-221パルス発生器

繰返し周波数 1%~100KC

パルス幅 0.1 $\mu s \sim 100\mu s$

出力波形 立上り立下り 0.02 μs

出力 正負共35V以上 (50 Ω 負荷)



日本電波株式会社

カタログ呈

ANDO 測定器



取扱いの簡便な.....

安藤の位相計

鉄道信号機保守に

位相計 MP-101型

鉄道信号機用として、特に設計した位相計で、小型・軽量ですから、何処にでも持ち運べ、更に電流計、電圧計としても使用出来ます。

性能

適用周波数 50 c/s, 83.3 c/s の2周波

位相測定範囲 $\pm 150^\circ$

電流測定範囲 0.6 A, 3 A, 12 A, 30 A

電圧測定範囲 3 V, 12 V, 60 V, 120 V

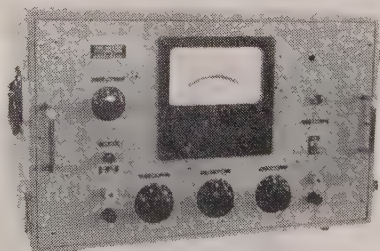


MP 101 型
290×190×140 mm 5 kg

音響装置、通信装置の調整、試験に

位相計 PHM-3 型, PHM-4 型, PHM-5 型

性能	PHM-3 型	PHM-4 型	PHM-5 型
適用周波数	20 c/s~20 kc	20 c/s~3 Mc	10 c/s~500 kc
測定範囲	0~360° (3 レンジ)	0~360° (3 レンジ)	0~180° (180°~360°) (4 レンジ)
入力インピーダンス	5 M Ω +30 pF	600 Ω , 75 Ω	3 M Ω +20 pF



PHM-5 型
320×520×320 mm 18 kg

広告目次

- 2月号 絶縁物測定器 1 式
- 3月号 歪み率計
- 4月号 直流重量インダクタンス・ブリッジ
- 5月号 半導体測定器
- 6月号 パルスコープ・パルス発生器
- 7月号 絶縁物測定器 1 式

安藤電気株式会社

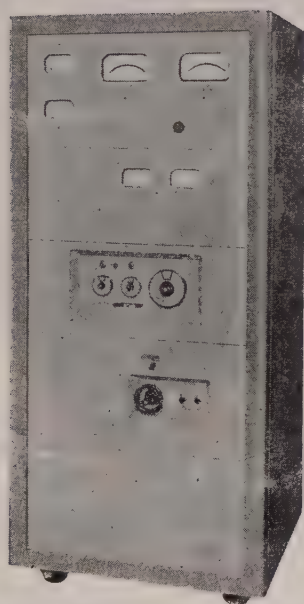
東京都大田区仲蒲田 3 - 4

Tel (731) 1161 (代)

世界のトップレベルを行く

全Tr化

高安定直流電源装置



本邦で完成!

最大200V 30KWまで
定格出力の0~100% 連続可変
出力電流安定度 5×10^{-6} /H
リップル 1×10^{-6} 以下

装置の標準定格

入力交流電圧 200 V
入力交流電圧変動許容範囲 $\pm 15\%$
入力周波数 50または60%
最大出力直流電圧 200 V
出力電流可変範囲 0 から 100%迄連続可変
出力電流変動率 出力電流10%から100%迄の範囲で
 5×10^{-6} /時間以下
出力電流リップル含有率 10^{-6}
スイープ巾 100, 10, 1, 0.1%切替
スイープ時間 15分

I Double yoke type—NMR用・ESR用および
Broad line type NMRとESR共用

a) 本体 磁極直径 300, 210, 150, 100mm 各種
磁極間隙 70~20 mm ボールピース又はスパーサー交換。
磁場強度 gap 60 mm で 5500~20000 Gauss 各種。
磁場均一度 最高 10^{-8} まで

b) 付属機構 Yoke 直立型, 45°傾斜型, 可動傾斜型(0~90°)回転台 $\pm 200^\circ$
移動台車

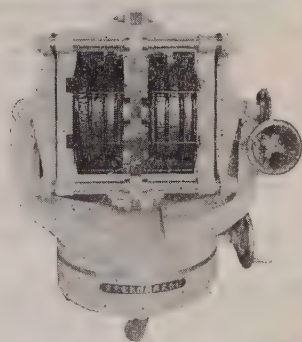
II Bitter type—Hall 係数または ESR 用
磁極直径 60, 80, 100, 120 mm ϕ 各種
磁極間隙 0~60 mm 可変
磁場強度 磁極間隙 40 mm で 30,000 Gauss まで

III Wei β type—教育用簡易マグネット

IV Helmholtz type—Plasma—サイクロトロン共鳴など

V パルス磁場として50,000 Gauss以上発生させる空芯マグネット。
およびパルサーもあります。

電 磁 石



御引合は第二事業部営業課へ

東京電気精機株式会社



本社 第二事業部
研究所・アポンドビル
工場

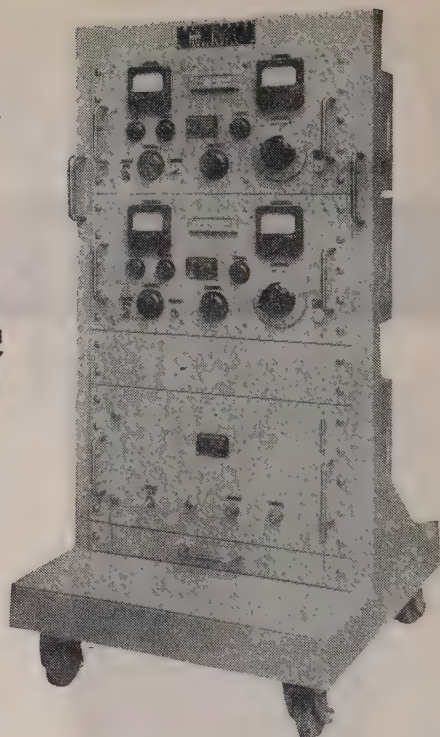
東京都千代田区神田仲町2の11
東京都千代田区神田旗籠町2の21
文京・立川・蒲田

電話 (251) 9186 代表 (291) 2096
電話 (251) 4 4 1 4
川・蒲田

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数精度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1) 映像搬送波信号発生部

搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の
連続3チャンネル

チャンネル1	91.25Mc	チャンネル4	171.25Mc
2	97.25Mc	5	177.25Mc
3	103.25Mc	6	183.25Mc
チャンネル7	189.25Mc	チャンネル10	205.25Mc
8	193.25Mc	11	211.25Mc
9	199.25Mc	12	217.25Mc

周波数精度	± 0.002%以内
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	振巾負変調 内部、外部 0～85%
内部変調周波数	400%, ± 5%以内
外部変調周波数特性	基準変調特性に対し 0.1Mc ± 1dB, 1Mc + 1dB, -1.5dB 4Mc + 1dB, -3 dB
波形歪	60% 矩形波に対しサグ 5%以下
非直線歪	85%変調にて 5%以下
外部変調入力レベル	75Ω 1.4Vp-p 以下で 85%変調可能
S N 比	50%変調にて 50dB 以上

(3) 電源入力 100V 50/60% 3A

(2) 音声搬送波信号発生部

搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の
連続3チャンネル

チャンネル1	95.75Mc	チャンネル4	175.75Mc
2	101.75Mc	5	181.75Mc
3	107.75Mc	6	187.75Mc
チャンネル7	193.75Mc	チャンネル10	209.75Mc
8	197.75Mc	11	215.75Mc
9	203.75Mc	12	221.75Mc

周波数精度	± 0.002%
出力電圧範囲	開放端にて 114dB～0 dB
出力電圧精度	± 1 dB 以内
出力インピーダンス	75Ω VSWR 1.2以下
変調方式	FM (内外), AM (内) 単独および同時変調, 75μs プリエンファシス
内部変調周波数	FM 400% ± 5%以内 AM 1000% ± 5%以内
変調度	FM 25kc (100%) AM 30%
外部変調特性	FM 30%～15kc, ± 1 dB 以内
外部変調入力レベル	600Ω 5V 以下にて, FM 100%変調可能
変調歪	FM 100%変調にて 2%以下 AM 30%変調にて 5%以下
S N 比	FM 100%変調にて 50dB 以上 AM 30%変調にて 50dB 以上



目黒電波測器株式会社

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話(712) 1166 (代) ~9・1160

関西地区代理店 塩見電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話(34)7 5 5 1 ~6

(国電エビス駅
より東急バス
五本木下車)

Measure and record DC current, 0.1 ma to 10 amps without breaking leads, without circuit loading!



New Φ 428B Clip-on DC Milliammeter
with recorder output!



Now you can measure and record dc current to 10 amps without interrupting the circuit and with no circuit loading. You simply slip the jaws of the Φ 428B probe around a bare or insulated wire and read dc, even in the presence of equally strong ac on the same wire. No need to break leads. The 428B reads dc current directly in 9 ranges by sensing the magnetic flux induced by dc current in the wire.

To measure current difference between two separate wires just clip the probe around them both and read, then reverse one lead and read their sum! For even greater sensitivity you simply increase the number of lead loops through the probe, increasing sensitivity by the same factor as the number of loops.

The recorder/oscilloscope output, dc to 300 cps, makes it easy to record dc levels as well as analyze ground buss, hum and ripple currents on an oscilloscope—all without circuit loading.

Φ also offers Model 428A Clip-on DC Milliammeter. This instrument is similar to Φ 428B except that coverage is limited to 3 ma to 1 ampere (6 ranges), the recorder output is not included, and price is somewhat lower.

SPECIFICATIONS

- Current Range:** Φ 428A, 3 ma to 1 a full scale in 6 ranges
 Φ 428B, 1 ma to 10 a full scale in 9 ranges
- Accuracy:** $\pm 3\%$, ± 0.1 ma
- Probe Inductance:** < 0.5 uh introduced into measured circuit
- Probe Induced Voltage:** < 15 mv peak into measured circuit
- AC Rejection:** AC with peak value less than full scale affects meter accuracy less than 2% at frequencies above 5 cps and different from carrier (40 KC) and its harmonics (On 428B 10 amperes range, ac is limited to 4 amperes peak)
- Recorder/Oscillator Output:** Φ 428B, approximately 1.4 v across 1,400 ohms full scale. Frequency response dc to 300 cps
- Probe Insulation:** 300 v maximum
- Probe Tip:** $\frac{1}{2}$ " \times $\frac{9}{32}$ ". Aperture diam. $\frac{3}{16}$ "
- Size:** Cabinet, $7\frac{1}{2}$ " \times $11\frac{1}{2}$ " \times $14\frac{1}{4}$ "; rack mount, 19" \times 7" \times 13" behind panel
- Weight:** Cabinet, 19 lbs; rack mount, 24 lbs.



HEWLETT-PACKARD COMPANY
PALO ALTO, CALIFORNIA, U.S.A.

日本總代理店

関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地
電話 (866) 代表 3 1 3 6

その他の展示会の御案内を申し上げます。

場所 都立産業会館（大手町）

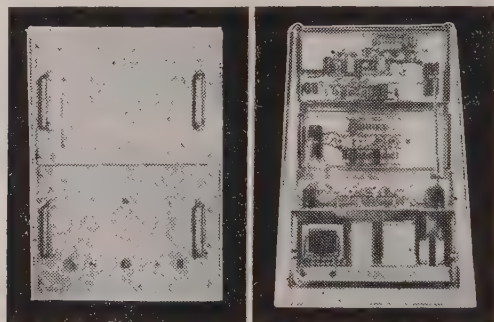
期日 9月26日（火曜日）

新年号で御約束申し上げました下記新製品を上記の通り発表展示いたします。クーポンにより入場券を9月15日までに御請求下さい。

1 VOLCO スーパースタビライザー

この製品は特殊な方法で定電圧、定位相、無歪の基準正弦波電圧を作り、この基準正弦波と出力電圧との差を高出力増幅器によって、60dBの帰還をしたものであります。

応答速度 100マイクロ秒以下（ミリ秒の間違いではありません）、安定度はドリフトを含めて 10^{-3} 、無歪率等の性能をもっております。この種の超高級電源で完全静止型のものは諸外国にも、まだその例のないものであります。100V、50%, 200VAのものが展示されます。



2 機器メーカー用安定化 DC電源パック

極めて小型の全トランジスター式 エクイップメント組込用の安定化 DC電源パックです。6-8-10-12V / 2.5Aのものが展示されます。

性能は、ドリフト・温度特性も含めて現在最高の製品であります。光電比色計の光源電源用、トランジスターエクイップメント用で、それ等のメーカーがその回路を社内製作されるより遥かに低価格で供給できる予定であります。高感度増幅器の直流点火にも好適と思います。

3 定電圧変圧器

2次側を数ボルトから数千ボルトまでの任意の電圧と電流の複数回路の組合せに製作できる定電圧変圧器で、容量は、16、25、40、63、100、160VA等であります。

これらのもの、いくつかの例を展示できる予定であります。

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社
本社 東京都文京区湯島新花町35
TEL. (921) 1042, 7088, (929) 0289
営業所 長野市横町20
TEL. 長野 4601
新潟市下大川前石油企業会館内
TEL. 新潟 (3) 0603
中京地区 株式会社朝日商會
名古屋市千種区覚王山通3-34
TEL. (73) 8147-9, 8140

関西地区 株式会社三栄商會
大阪市北区東堀川町11
TEL. 大阪 (36) 2556-7
中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
本店 広島市三川町1
TEL. 中 (2) 9147-9, 9140
支店 高松市南鍛冶屋町4-18
TEL. 高松 (2) 7343
福岡市 中奥堂町15
TEL. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971

出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

電気学会雑誌
掲載券
クーポン券

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスマーター
シンクロナスモーター
キャパシタモーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。



(旧社名 花塚電機産業株式会社)

コロナモーター株式会社

東京都目黒区東町52番地 電話 目黒(712)代表3146-5

＝代理店＝

(株)入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電日(241)代表5281

崎村商店
東京都千代田区神田五軒町42
電下(831)9953, 4346

吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電小(921)1042, 7088
営業所 長野市横町20
電話 長野4601
新潟市下大川前石油企業会館内
電話 新潟(3)0603

ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電(501)代表8491-5

日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四条下ル(日生ビル)
電下(5)2587, 9247

沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電大(44)3715(代表)~9

(株)西山製作所
大阪市東区瓦町2の15
電北(23)5755, 229, 448

(有)入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電中(24)1621, 6389

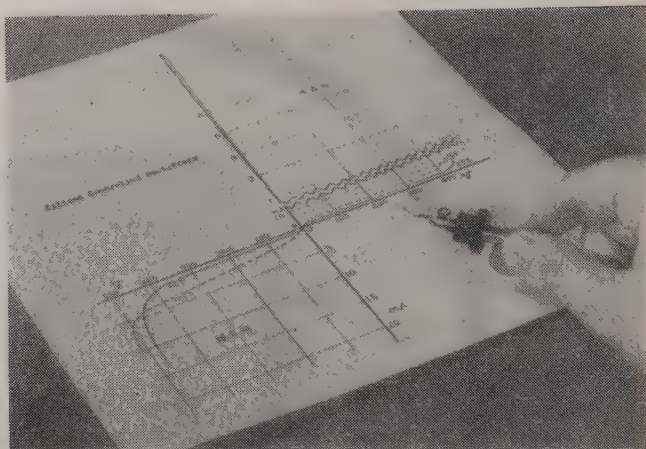
岩谷産業株式会社
大阪市東区本町3
電船(26)3251~5, 8251~5
営業所 東京・名古屋

新電元の

シリコン制御整流素子

SCR

業界のトップを切って開発した当社のSCRは、発表以来各方面の御照会御試用を頂いておりますが、C3Bは愈量産態勢も整いましたので一般市販開始の運びになりました。尚此の外に最大出力200Aその他各種の試作も完成しておりますので、逐次市販開始の準備を進めております。



C3B型定格及び特性表(暫定)

於抵抗負荷自然空冷

	単 位	C3B02	C3B05	C3B10	C3B15	C3B20	C3B30	C3B40
連続尖頭逆耐電圧 (P.L.V.)	V	25	50	100	150	200	300	400
過渡尖頭逆耐電圧 (<5mS)	V	35	75	150	225	300	400	500
最大逆方向(於P.L.V.)100°C漏洩電流	mA	17.5	14	7	4.7	3.5	2.3	1.75
最小正方向阻止電圧V _{BO} min	V	25	50	100	150	200	300	400
最大正方向(於V _{BO} min)漏洩電流	mA	17.5	14	7	6.5	6.0	5.0	4.0
交流最大入力 (正弦波) 電圧	V _{r.m.s}	17.5	35	70	105	140	210	280
最大出力電流	A	10	尖頭ゲート電流 Max		A	2		
直流7Aにおける正方向電圧降下	V	1.5	点弧ゲート電圧		V	0.25～3		
尖頭1サイクル過電流	A	140	点弧のゲート電流		mA	標準10～最大50		
尖頭ゲート電力 Max	W	5	熱 抵 抗		°C/W	2		
平均ゲート電力 Max	W	0.5	貯 蔵 温 度		°C	－65～＋125		
尖頭逆方向ゲート電圧 Max	V	5	動 作 温 度		°C	－65～＋100		
尖頭正方向ゲート電圧 Max	V	10						

注 1. P.I.V, V_{BO}とは動作時ジャンクション温度における値を示す。

2. 周囲温度40°C, 150[□]×1t銅フィン, 自然空冷単相半波波形の場合の出力電流はC3A型11.5A, C3B型5.8Aとなる。



新電元工業株式会社

本社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話 (211) 2571代表
 大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話 (36) 3294代表
 九州出張所 小倉市京町281 五十鈴ビル 電話 (5) 8431代表

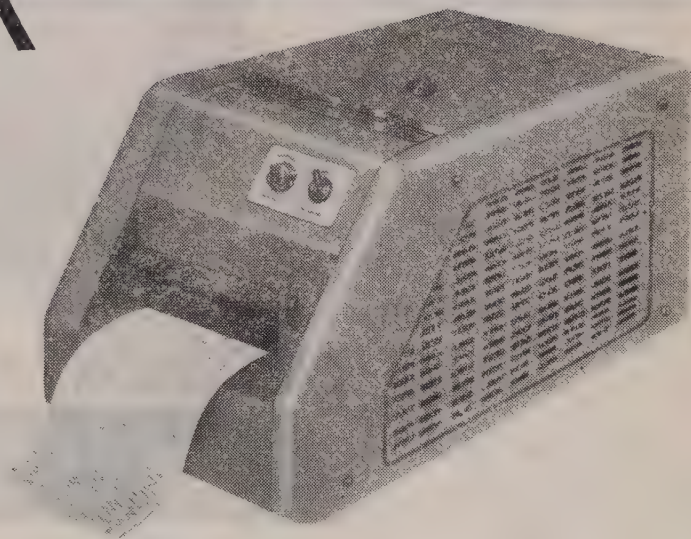
暗室からの解放、無現像方式の電磁オシログラフ



ビジュアル

FR-101-X型

新製品



- 現像操作のまったく不用な
- 露光直後に観察できる
- 高感度ガルバノメーターを使用
- 大振幅でもアーケラー（円弧歪）なしに記録
- 操作も保守も容易

主な仕様

- | | |
|------------|--|
| ● エレメント数 | 10または12 |
| ● ガルバノメーター | 電磁制動方式 高感度 G 型 |
| ● 光 学 系 | 30cm |
| ● 記 録 紙 | 幅 153mm, 長さ 30.5m |
| ● 記 録 速 度 | 1, 2, 5, 10cm/sec (スイッチによる切換) |
| ● 記 録 線 速 | 約 750 m/sec |
| ● 刻 時 | $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$ sec または $1, \frac{1}{10}$ sec |
| ● 電 源 | AC 90~110 V, 50 または 60 $\frac{c}{s}$ 350 W |
| ● 寸 法 | 本体 24.5 × 23 × 39, 電源部 13.5 × 20 × 25.7 |
| ● 重 量 | 本体約 14kg 電源部約 10kg |

主要製品

インク書きオシログラフ
電磁オシログラフ
6 現象ブラウン管オシロスコープ
直流増幅器
万能歪記録増幅器
ブラウン管連続撮影装置

販売元 三栄測器商行株式会社

東京都新宿区柏木 1-95 TEL (371) 7117~8, 8114~5

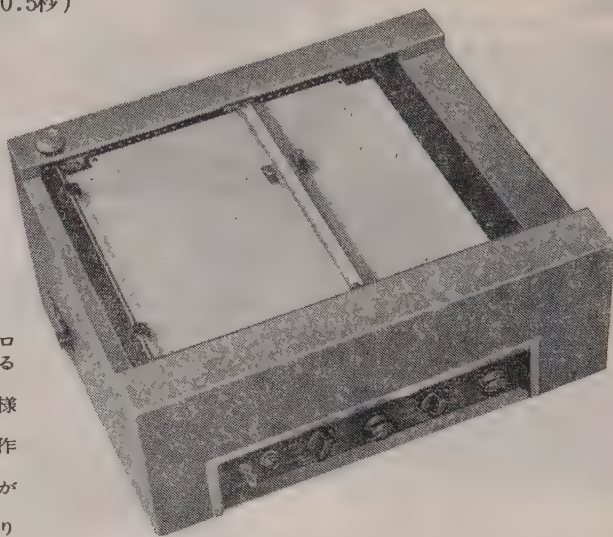
製造元 三栄レコーダー製造株式会社 製造元 三栄測器株式会社
(記録器関係) (電子管製品関係)

平面型X-Y軸記録計D5型

性能

万 能 型

1. 追従速度 X・Y 共 0.8 秒以内 (高速型 0.5 秒)
2. 測定電圧 DC 10mV
3. 記録紙寸法 250×250mm
4. 確 度 ±0.3%
5. 時間装置を内蔵して居り簡単な切換へで記録紙を定速度で送り普通の記録計として使用することも出来ます。

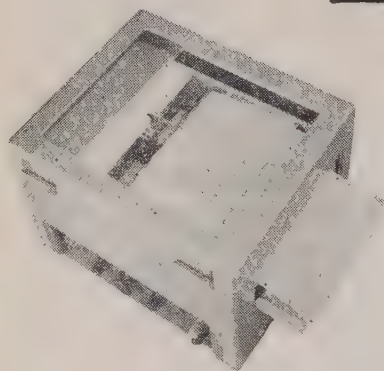


特長

1. 記録紙は 1 枚宛セットすることも、またロール紙 (70 枚綴りミシン入り) を使用することも出来ます。
2. 真空装置に依り記録紙は平面に密着する様になって居ります。
3. ペンの上下は外部より電氣的に自由に操作することが出来ます。
4. 制御回路を有し指示の OVER Shoot がありません。
5. 電源電圧の変動に対して指度に影響がありません。

Speedex 全トランジスタ式

高速平衡記録計 (ER-G1) (ER-G2)



性能

- ER-J1 フルスケール 0.5 秒
ER-J2 (150mm) 0.15 秒
測定電圧 DC 10mV
確 度 ±0.3%
記録紙速度 10 段可変

- 追従速度 ER-G1 0.7 秒 フルスケール
ER-G2 0.3 " (250mm)
二素子 ER-H1 0.3 " フルスケール
ER-H2 0.15 " (100)+(100)
(150mm)+(50mm) もあります。

営業品目

X-Y 軸 記 録 計
高 速 平 衡 記 録 計
B-H 特性自動記録装置
極 座 標 記 録 装 置
微 小 直 流 電 圧 計

株 式 理 化 電 機 研 究 所
会 社
東京都目黒区中目黒 3-1119 電話 (712) 3549・(713) 8319

関西地区代理店

日 本 測 器 株 式 会 社

大 阪 営 業 所

大阪市北区茶屋町 3 8 番地 電話大阪 (37) 5001・9161・9181 番

日・米・英・独・スイス・特許

HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品！ J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

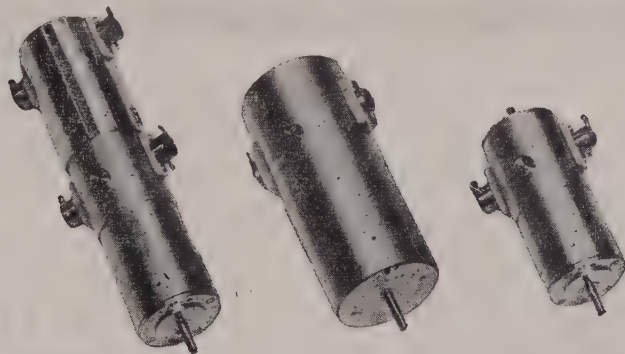
マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73 % という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

- | | | |
|-----|--|--|
| 特 徴 | (1) 各個特性の偏差が極めて小さい | (6) $-50^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ で作動 |
| | (2) 直径 18 mm 重量 43 g | (7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m. |
| | (3) 高能率 0.5 W 型 52 % 2 W 型 73 %
(連続定格出力時) | (8) 180 g の加速度に耐える |
| | (4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上 | (9) Hg 10^{-3}mm において作動 |
| | (5) 右転、左転特性一致 | (10) 短起動時定数 0.02 秒以下 |

製造品目	微小形低損失直流電動機	微小形速度計発電機付直流電動機
	微小形低損失直流発電機	信号用直流電動機

当社で定めた規格テーブルの数値と納入製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。



タコジェネレーター内蔵サ
ーボ用 マイクロモーター

能率 73 %, CL-4 B
強力マイクロモーター

CL-2 A
マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

Sansha

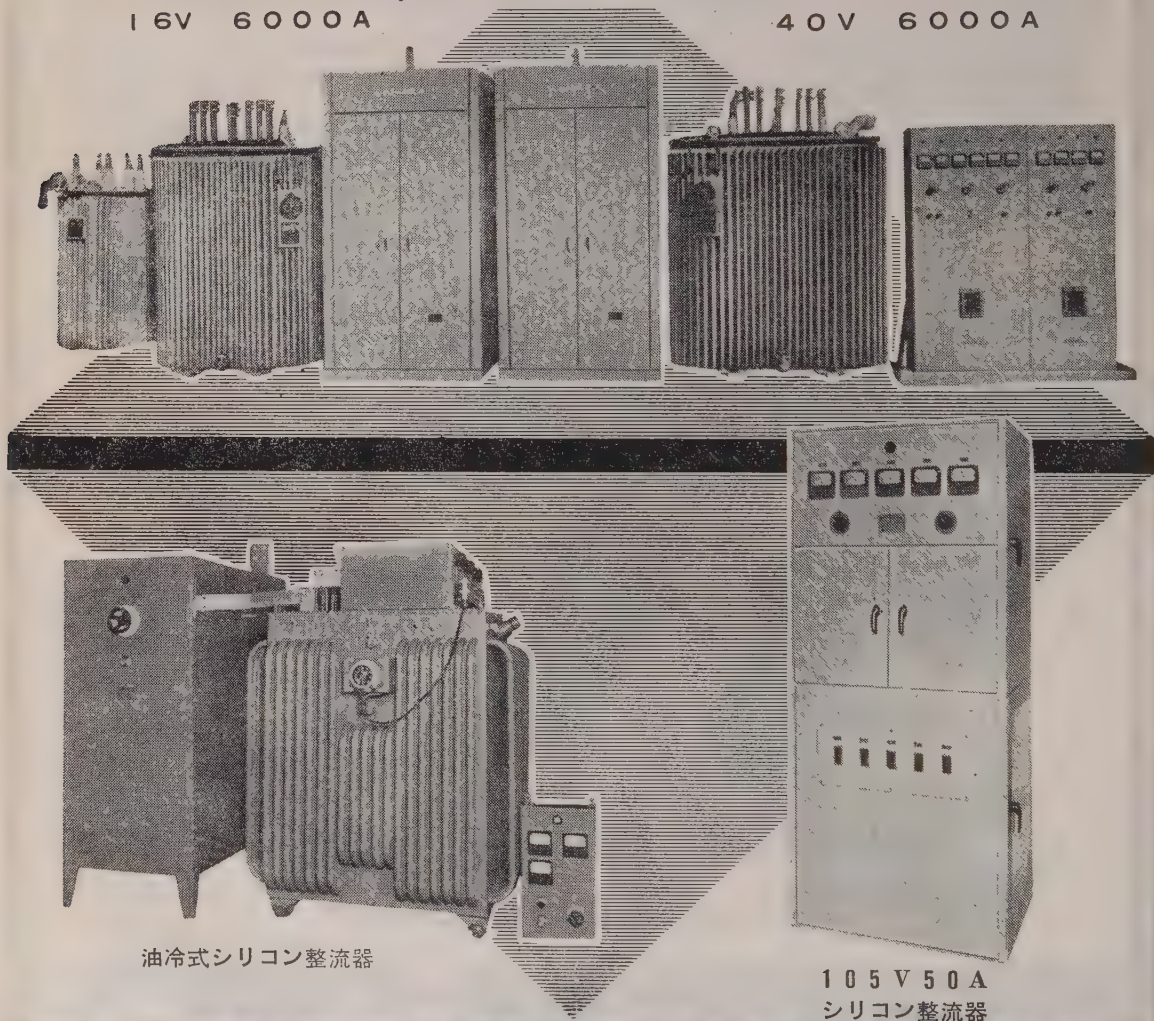
ゲルマニウム整流器

セレン整流器 ・ シリコン整流器

水冷式ゲルマニウム整流器

16V 6000A

40V 6000A



油冷式シリコン整流器

105V 50A
シリコン整流器



株式会社 三社電機製作所

本社・工場 大阪市東淀川区淡路本町1の150 電(37)6636-9
東京出張所 東京都港区芝罘半町30 電(501)9911-2



窒素封入型 変圧器 39000KVA

39000 KVA 変圧器

標準変圧器
大型変圧器
巻鉄心変圧器
ネオン変圧器
各種変圧器

交・直流アーク溶接機
ユニオンメルト自動溶接機
ユニオンアーク半自動溶接機
ヘリアーク・シグマ溶接機
スタッド溶植機
自動治具溶接装置

及
軟鋼・合金鋼
ステンレス・銅合金
軽金属溶接用各種ワイヤー
コンビジション

Ⓜ 大阪変圧器

本社 大阪市東淀川区元今里北通3の14 電話
東京事務所 東京都千代田区丸の内(丸ビル) 電話
東京事務所溶接課 東京都渋谷区元広尾町1の15 電話
九州営業所 福岡市天神町58(天神ビル) 電話
東京溶接センター 東京都千代田区元広尾町1の15 電話
四国溶接センター 香川県多度津町伊375の1 電話
名古屋駐在 名古屋市中区新栄町7の21 電話
仙台駐在 仙台市東二番町70(電力ビル) 電話

大代表 大阪(301) 1212
東京(201) 821-3, 5541-5
東京(441) 0253-5
福岡(74) 4735-6
東京(441) 0253-5
多度津 118, 224
名古屋(97) 9779, 9798
仙台(2) 4550

1/1000
ミリの技術で…

力が強い！

力がいのちのナショナルモートル。
千分の一ミリの精密な技術が、要
所所をガッチリおさえ、全合成
樹脂絶縁方式という日本で初めて
の設計が加わって、性能のレベル
をいちだんと高めました。

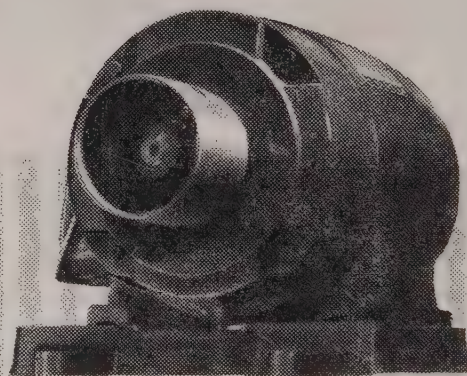
強い力・長い寿命・静かな回転・
無振動・無注油……すべてが優れ
た技術の成果です。

こうして、家庭用から産業用まで
年産二〇〇万台ノ 日本一の生産
量を記録しているのです。

カタログ進呈 大阪府守口局区内 松下電器 電機(事)宣伝係



松下電器



産業用エレクトロニクス

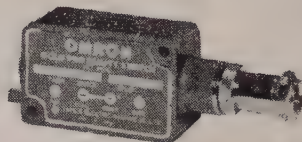
形TL無接点近接スイッチ

夢のスイッチ

オムロン形TL無接点近接スイッチは 金属が近づくだけで働く画期的なスイッチです。

特 長

1. 応動速度が速く 近接体には機械的 電氣的な影響はまったくありません
2. 開閉ひん繁度に関係なく 半永久的な寿命をもっています



形TK・TM無接点リレー

オムロン形TK・形TM無接点リレーはトランジスタ化したユニットで構成された静止リレーです 接点もなければ動く部分もないので 高い信頼度をもっています

各ユニットは接点をもつ従来のリレーの単体に対応するものでなく、そのいくつかを組みあわせた制御ユニットに対応すると考えられています



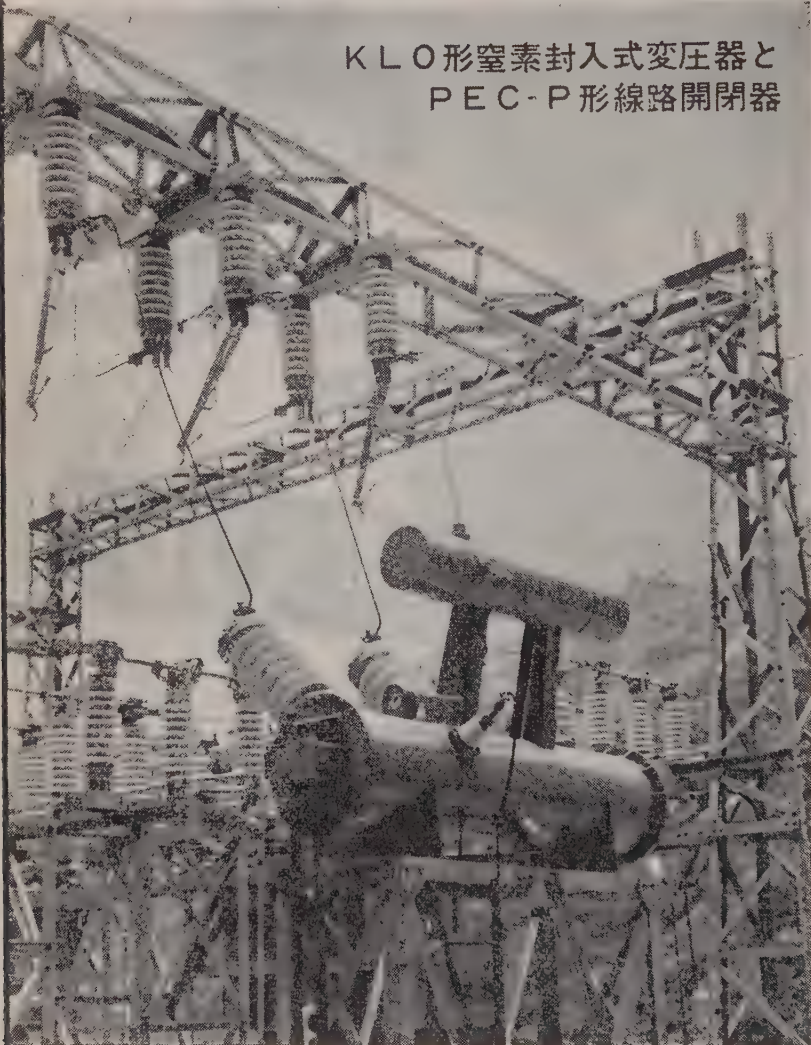
立石電機販売株式会社

大阪市北区堂島新大ビル 9階	(36) 8 5 7 1
東京都大手町産経ビル別館 4階	(231) 5 8 6 4
名古屋駅前トヨタ・ビル 9階	(55) 5 4 3 7
日 立・川 崎・三 島・京 都・福 岡	

受配電設備に活躍する!

井上の電気機器

KLO形窒素封入式変圧器と
PEC-P形線路開閉器



盤器器器
電断路閉
配しや断開
其の他持高圧機
器一式

株式会社 井上電機製作所

本社工場
支店
営業所
出張所

京都市外向日町電39-8121

東京・大阪
名古屋・広島・九州
北陸・札幌・高松・仙台・新潟



東洋の計器

電気計器 メーターリレー 電気式回転計

(カタログ贈呈)

営業品目

携帯用・配電盤用・パネル用

指示電気計器

強圧式メーターリレー・電気式回転計

㊦ 日本工業規格表示許可工場

東洋計器株式会社

本社・工場 大阪市南区南炭屋町11 電話(75)3576~7・2460・2552
 第二工場 大阪市東淀川区下新庄町2の213 電話(38)5246
 東京営業所 東京都渋谷区恵比寿通り2の13 電話(441)3643
 京都営業所 京都市中京区壺井町23の25 電話(84)429

夏にもまけず…

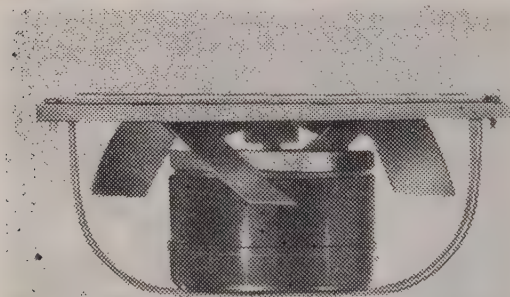


暑くなると…

湿度が高いこととあいまってセットの故障が多くなります。当社の換気扇MTL1は…それを防ぐために気軽に使っていただけるのではないかと思います。

モーターファン MTL 1

風量 2000ℓ/min 消費電力 7w 価格2,970円



ORIENTAL MOTOR FAN MTL-1

●カタログは当社広告係宛ご請求ください

オリエンタルモーター株式会社

東京都台東区浅草小島町2-31 電(851)3148(代)
大阪市北区芝田町97新梅田ビル 電(36)9709(直)





経営戦略を リードする……

FACOM-222

1961年の経営は、「管理」から「戦略」に移行したといわれます。そして、電子計算機は複雑な資料を整理し将来を予測し、経営戦略を決定する「頭脳」として、クローズ・アップされてきました。

FACOMは、富士通信機のエレクトロニクス技術を結集した最高水準の電子計算機システムです。

富士の
電子計算機

富士電算機センター
港区芝田村町5の9(浜ゴムビル) 電話(501)7221(代表)

富士通信機製造株式会社

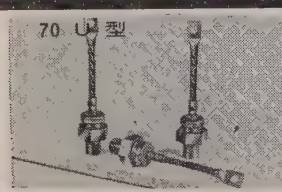
東京都千代田区丸の内3の2 電話(281)6221(代表)



あらゆる直流用途にすぐまにあう

インターナショナル シリコン整流体

高性能シリコン整流体の専門メーカーとして 下記各種整流体多量製産中です

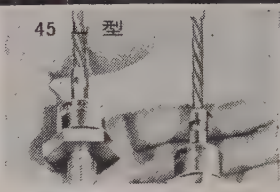


70 U 型

尖頭逆耐電圧50~500V
出力電流(半波) 70A(自冷)
250A(風冷)

整流体は完全にハーメチックシールされており、大電力用として広い用途があります。

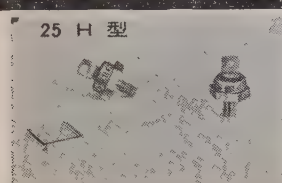
カタログ No. S-814-A



45 L 型

尖頭逆耐電圧50~800V
出力電流(半波) 45A(自冷)
150A(風冷)

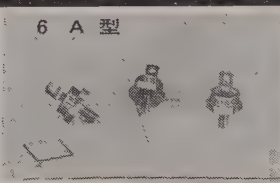
電力用として、あらゆる用途に適するよう製作された信頼度の高い製品であります。許容温度は、整流体ベースで190°Cです。
カタログ No. S-802-D



25 H 型

尖頭逆耐電圧50~600V
出力電流(半波) 25A(自冷)
45A(風冷)

中容量電力用として最も利用されている整流体で、素子はセラミックシールされておりますので外気の影響を受けません。
カタログ No. S-803-C



6 A 型

尖頭逆耐電圧50~600V
出力電流(半波) 6A(自冷)
20A(風冷)

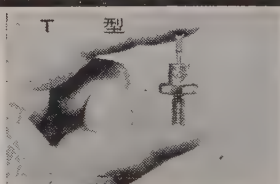
整流素子は合成樹脂でシールされており過電流耐量を大きく製作されておりますので、安心して御利用願える製品です。
カタログ No. S-813-A



3 M 型

尖頭逆耐電圧50~600V
出力電流(半波) 3A(自冷)
9A(風冷)

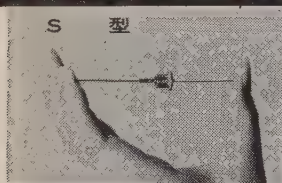
小容量電力用として、素晴らしい特性を発揮しております。整流体ベース120°Cまで使えます。
カタログ No. X S-819



T 型

尖頭逆耐電圧100~600V
出力電流(半波) 800mA

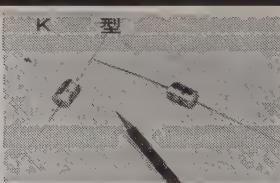
磁気増巾器用、通信機用等、小型直流電源として、数多い用途を持っております。
カタログ No. S-806-D



S 型

尖頭逆耐電圧100~600V
出力電流(半波) 300mA

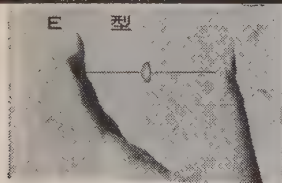
取扱いが簡単で、小型、軽量でありますので、小型電源、直流阻止用途に非常に多く利用されております。
カタログ No. S-805-D



K 型

尖頭逆耐電圧 600, 800, 1000, 1200V
出力電流(半波) 100mA

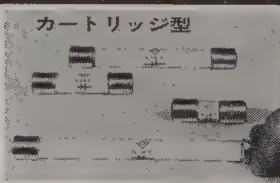
高電圧回路に適するよう製作されたもので、安定な特性を持っております。
カタログ No. S-808-C



E 型

尖頭逆耐電圧 400V
出力電流(半波) 300mA
400mA

素子は合成樹脂でシールされており、低価格でありますので、高性能のシリコン整流体を使って手軽に直流電源が作れます。
カタログ No. S-816-B



カートリッジ型

尖頭逆耐電圧1500~16,000V
出力電流(半波) 45~380mA
カートリッジタイプですから、取扱いが簡単です。
標準型(45mA)と高電流型(380mA)とに分かれています。
高電圧回路に多数利用されております。
カタログ No. S-809-D

以上の外にS型、T型、3M、6A、25H、45L、70U型、各種シリコン整流体を
単相ブリッジ、三相ブリッジ等の、スタックに組みこんだものも発売しております
ので、是非御利用下さい。お問合わせは、各営業所又は出張所をお願いいたします

日本インターナショナル整流器株式会社

東京営業所	東京都千代田区神田須田町1の24番地(ニシバビル)	TEL (291) 6246 代表・直通8986・8996 番
大阪出張所	大阪市北区梅ヶ枝町92番地(ヤノシゲビル)	TEL (312) 0051~6 番
名古屋出張所	名古屋市中区鶴重町2の11番地(田中ビル)	TEL (97) 2872 番
本社・工場	神奈川県秦野市曾屋1204番地	TEL 秦野 848 番

シエルのエピコート®を基材とした
(エポキシ樹脂)

Achmex®

ア ク メ ッ ク ス

卓越した性質と容易に作業
できるように二次加工した
エポキシ樹脂です。

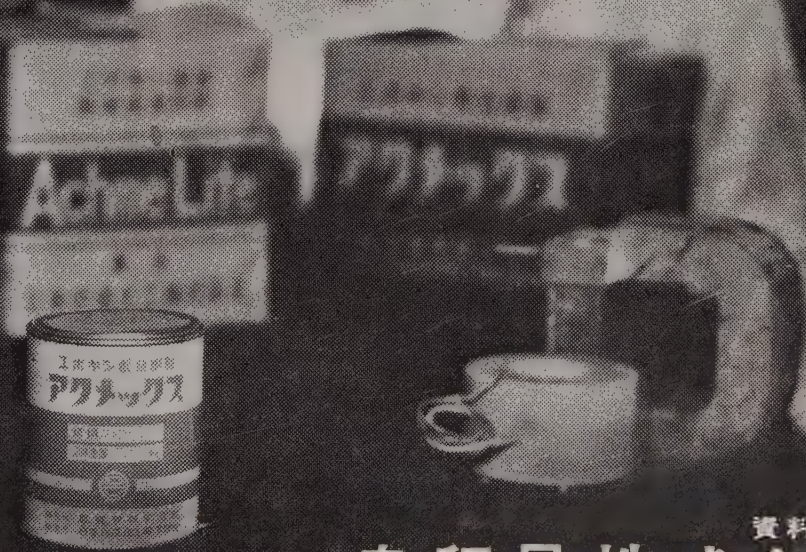
Achme Lite®

ア ク メ ラ イ ト

フェノール樹脂成型粉末
と同じ製法で簡単に成型
できる画期的なエポキシ
樹脂圧縮成型粉末です

アクメライトは製造特許の品です

製造 / 日本合成化工株式会社



資料謹呈

発売元

島貿易株式会社



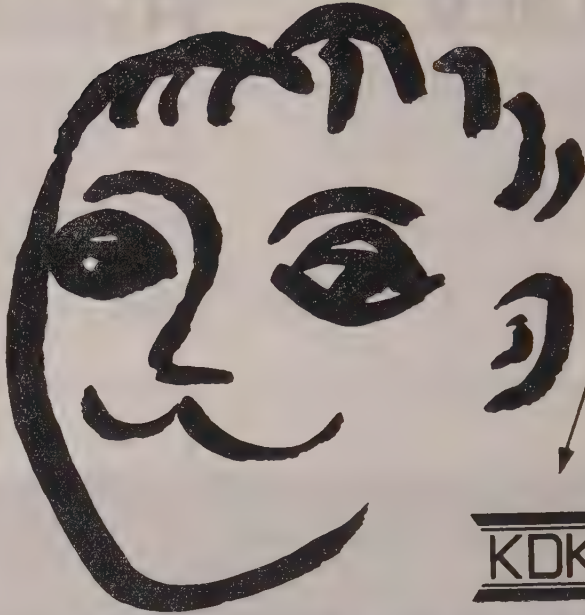
本 店 大阪市東区高麗橋4の10 電話(23)2954-11・7446
東京支店 東京都中央区八重洲1の3 電話(27)3167-9・9923
名古屋営業所 名古屋市中区東雲町51(公園ビル内) 電話(32)6647-6668

エピコートはシエルの登録名です

本社 東京都大田区東六郷1丁目39番地
電話 東京 (738) 5186 (代) ~ 9
東京営業所 東京都港区芝金杉3の3 (石橋ビル)
電話 (451) 8733 ~ 5 (直通)
9 6' 6.6 (交換)

急変装置によって事故状態を模擬する

急変装置によって事故状態を模擬する



KDK

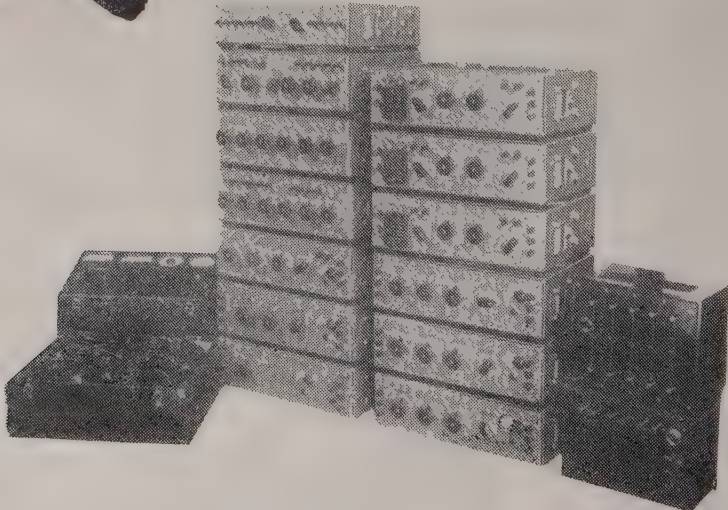
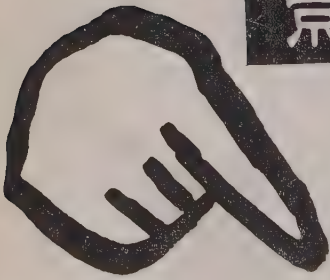
変圧器形移相器の利用で
全てのリレーが試験できる

全てのリレーが試験できる

京濱電測器株式會社

可搬式 繼電器試験装置

MODEL TPR-4



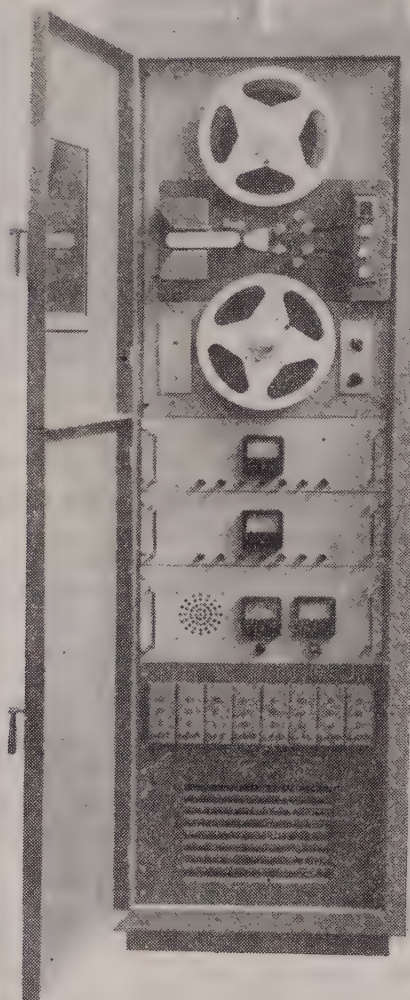
Kaz.

MULTI CHANNEL FM DATA RECORDER

周波数変調方式多素子データー・レコーダー

特 性

- 磁気テープ;
1/4, 1/2"又は1"巾使用
- トラック;
1～14任意選択可
- FM記録にて
0～5000%フラット
- 直接記録にて
0～20kcフラット
- テープ速度;
3.75, 7.5, 15, 30吋/秒
- 携帯型又は据置型



適 用

- 振動試験の記録再生、及び時間軸の引き延し、短縮
- 各種過渡現象の記録、再生及び時間軸の引き延し、短縮
- 化学工業のプロセス制御
- 多素子同時測定記録、再生による位相特性観察

第一電気株式会社

東京都千代田区有楽町1丁目10番地
三信ビル7号室

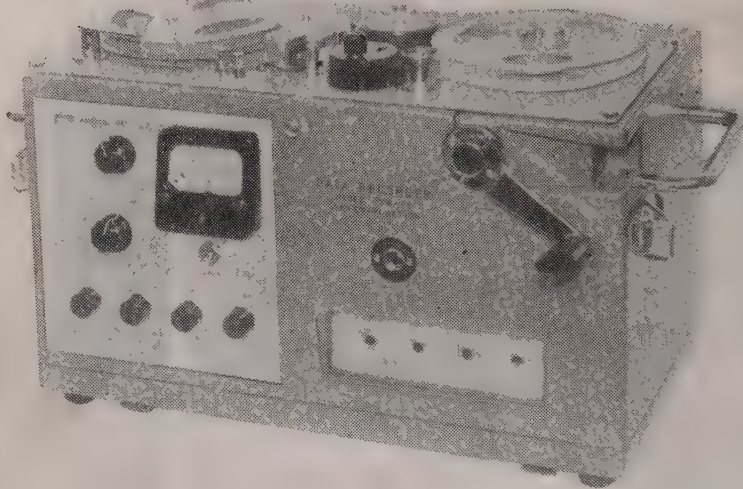
TEL (591) 2813. 7836

販売代理店

株式会社 守谷商会

東京都中央区八重洲2丁目3番地
電話 代表 (271)3951～9. 2681～5
○東京○大阪○名古屋○福岡○札幌
○仙台○金沢○広島○高松○新居浜
○小倉○八幡○富山○静岡○新潟

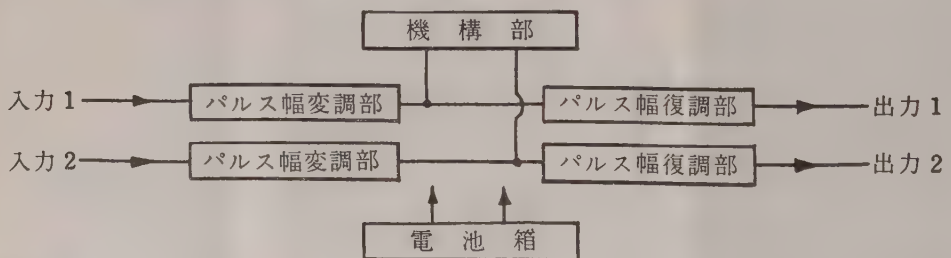
SONY



DATA RECORDER Model PPW-22

(携帯型計測用磁気記録再生機)

この装置は、ゼンマイ駆動による機構部とトランジスタ化されたパルス幅変調・復調部を自蔵した小型軽量携帯型の計測用記録再生機です。車上、機上など極めてせまい場所 また電源のない所でのご使用に便利なように設計されています。電源は乾電池箱が別に付属しています。



性能

テープ速度	6ミリ幅 5号リール	出力	600 Ω 負荷時 $\pm 1V$
チャンネル数	19 cm/s		(ピーク値) 不平衡
変調方式	2	周波数特性	0~100 c/s $\pm 1dB$
復調方式	パルス幅変調方式	歪み率	3%以下
入力力	パルス幅復調方式	S/N比	1チャンネル当り 約40dB
入力インピーダンス	$\pm 1V$ (ピーク値)	電源	D.C 24V 乾電池 (平角3号)
	約5K Ω 不平衡		

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6-351 TEL (442) 5111

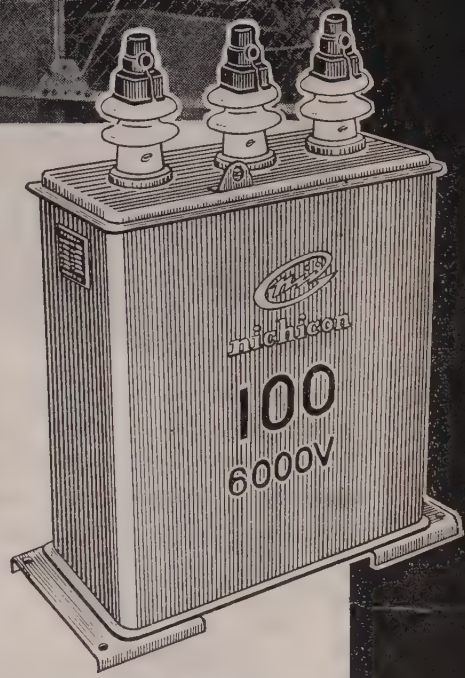


電力使用の合理化に！

(進相用特高压コンデンサ)
 3φ 60% 33000V 2000kVA 群

製造品目

(O	F	式	・	D	F	式)
高	圧	進	相	用		
低	圧	進	相	用		
モ	一	タ	一	起	動	
有	線	・	無	線	通	機
テ	レ	ビ	・	ラ	ジ	オ
雑	庭	音	・	防	止	
家	電	気	機	器		
直	流	高	圧	発	生	装
衝	撃	電	圧	発	生	装
衝	撃	大	電	流	発	生



日本コンデンサ工業株式会社 二千コン販売株式会社

旧社名：株式会社 関西二井製作所・関西二井販売株式会社

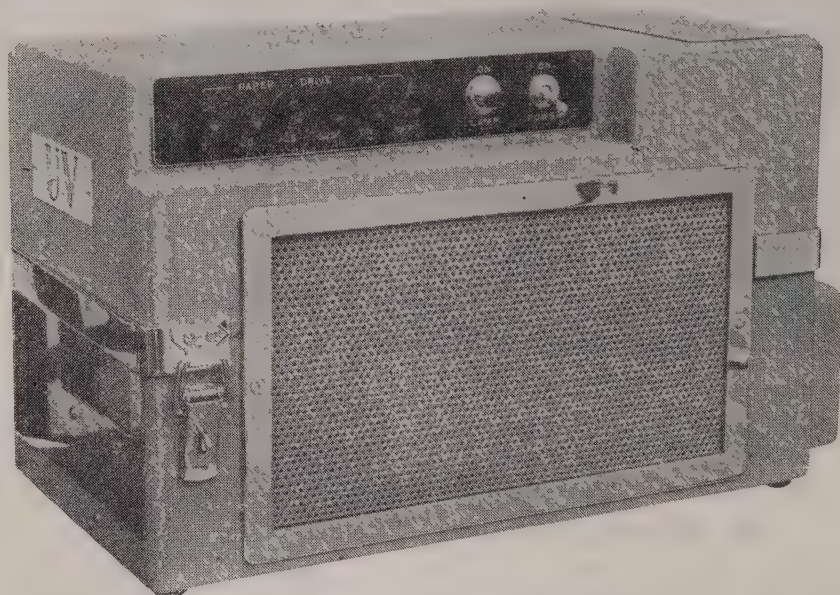
本社：京都市中京区西洞院通四条上ル 電話(22)3588代
 営業所：東京・大阪・名古屋・福岡
 工場：草津・京都・亀岡・諏

紫外線電磁オッシログラフ

UV コーダー

暗室装填 現像処理不要

小型直読式高感度オッシログラフ



UV コーダーは、日本で始めて製作された紫外線電磁オッシログラフです。これは超高圧水銀灯より発生する紫外線ビームを、ガルバノメーターによって反射させ、独逸・アグファ社製・レコーディング・ペーパー上に直接焼付け即時に波型として観察出来るものです。

特殊レコーディング・ペーパーを使用しますので、暗室装填や現像処理の必要はありません。

特 性

- 周波数範囲: 0~5,000 c/s 補正用増幅器を必要としない。
- 感 度: 写真式オッシログラフと同等。
- チャンネル数: 6 チャンネル
- 記 録 紙: 90 mm 幅×15 m 長さロールチャート
- 記 録 速 度: 5, 25, 125, 625, mm/秒 (プッシュボタン式)
- ガルバノメーター: 自由に選択可能。

販 売 特 約 店

株式会社 大 沢 商 会 第一電気株式会社
産 業 機 械 部

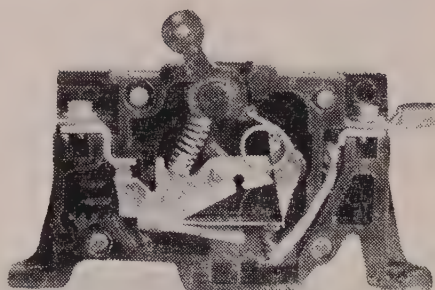
東京都千代田区有楽町1丁目10番地(三信ビル7号室)
TEL (591) 7836・2813

漏電と酷使による災害の防止に ノーヒューズブレーカーを

HH 型 サーマルマグネチック ブレーカー

優れた設計と厳選された材料により
動作の正確と永久の使用に耐えられ
ます。

単 極
125 V
短絡電流 5,000 A



HN 型 サーマルマグネチック ブレーカー



二 極
同時トリップ
125/250 V
短絡電流 5,000 A

ノーヒューズブレーカー
ユニットスイッチ
セーフチースイッチ

高 低 圧 配 電 盤
自 動 制 御 盤
各 種 分 電 盤



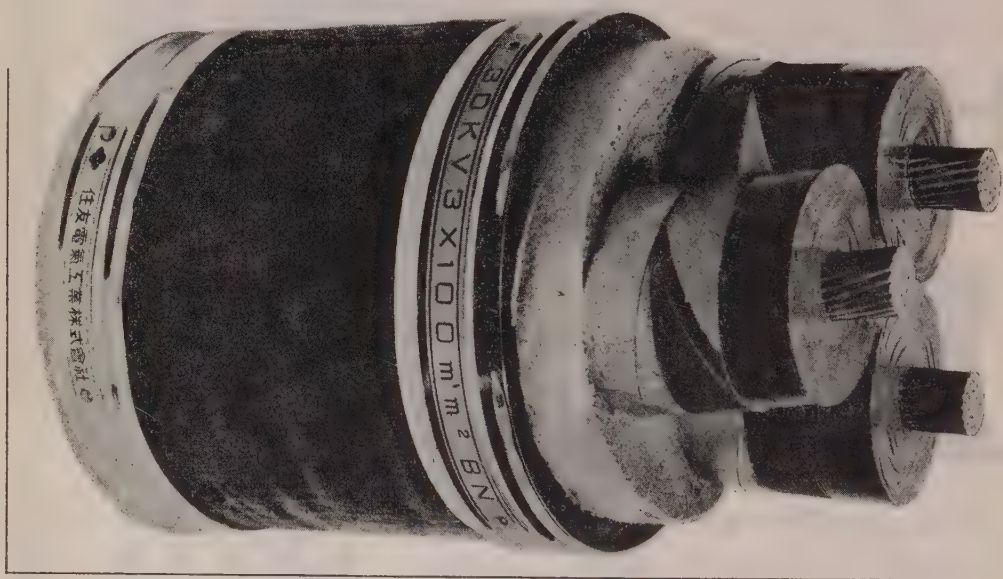
株式会社 樋口製作所

東京都品川区平塚 2-614 電話荏原 (781) 4219・4229・8591

住友電工の

30kVブチルゴムケーブル

当社では 30 kV までのブチルゴムケーブルを大量に製造しております。技術的にも量的にも業界第一を誇る当社のブチルゴムケーブルを是非御使用下さい。



写真は最近当社で製造した 30 kV
3 × 100 mm² のブチル絶縁ネオプ
レンシースケープルであります。



住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恩貴島南之町60

支社 東京都港区芝琴平町1

支店 名古屋・福岡

製作所

大阪・伊丹・名古屋・横浜

電 気 学 会 雑 誌

昭 和 36 年 8 月

第 81 卷 第 8 冊 第 875 号

本 号 の み ど こ ろ

北陸支部連大講演募集、九州支部連大講演募集、東北支部大案内、東海支部連大講演募集、自家用変電設備の設計と守専門講習会、東洋レーヨン科学技術研究助成金・科学技術候補者推薦について、技術者研究者のための光学的測定講習会、その他 の会告がある。(会告 1~5)

磁気パルス発生器の磁心のリセット機構 可飽和リアクルを開閉素子としたパルス発生回路について考察し、各種路の磁心のリセット機構やダイオード負荷の場合にリセッが不安定になることなどについて解析し、実験結果を示している。(1229 ページ)

水銀整流器の負荷耐量について 水銀整流器を電動力底の場合のように、くり返し負荷で風冷式水銀整流器を使う合を対象として、逆弧責務におよぼす負荷電流、器その温の影響を解析し、負荷電流による水銀蒸気密度を考えに入た逆弧ひん度の算定を提案している。(1237 ページ)

送電線の振動に関する考察 送電線の機械的振動について、微風による振動、コロナ振動、ギャロッピングなどの幅広い範囲に適用できる一般式を導出しこれを過去 15 年間実験結果と比較対照している。(1247 ページ)

水溶性圧電結晶の育成法 EDT および KDT 結晶の水液からの成長速度の解析および実験を行い、成長速度の異った結晶の機械的性質を調べている。(1253 ページ)

鉄共振回路の動的共振特性 時間に関し直線的に周波数あるいは振幅のいずれかが変化する交流電圧を飽和特性のあコイルとコンデンサとの直列共振回路に加えたときの過渡象を解析的に解いている。(1260 ページ)

サイラトロン制御直流直巻サーボモータの動特性について 自動制御系要素に、サイラトロン制御による直流直巻電動をサーボモータとして用いた場合の静特性および動特性のめ方を述べ、理論と実験値がよく一致することを述べている。(1269 ページ)

サイラトロンの搬送波-PPM 波直線制御方式 振幅変調包絡線信号に比例してサイラトロンの直線制御を行わせること、振幅変調波を両波整流した折返し波形を DC バイアスとともに(陽極電圧と直角位相の)制御余弦電圧に重ね合わせその波形をクリップ微分して PPM パルスに直してサイラトロンに加えて制御する方式を提案し、その特性を論じている。(1276 ページ)

発電機巻線(組込コイル)の第 2 電流急増点と交流破壊電圧関係 発電機巻線の交流電流試験法で求めた第 2 電流急点と交流破壊電圧は密接な関係があることを述べ第 2 電流急点から劣化判定を行う方法を示している。(1283 ページ)

高安定、高感度リアクタンス計の研究 10^{-3} ~ 10^{-6} pF 程の静電容量を直偏法により測定できるきわめて安定な測定を開発した。最高感度の場合には 10^{-3} ~ 10^{-4} pF 程度の容が測定できる。この測定器につき原理、測定方法、応用例を示している。(1293 ページ)

サーボ系の記憶制御と定常的誤差軽減に関する考察およびその追尾レダへの応用 変数のテーラ展開を基礎とする記憶制御につき、それを実現するに要する伝達関数を求める方法と追従誤差を小さくする変数変換法について論じている。(1302 ページ)

電源開発計画の経済計算に関する理論および方法 逐年の負荷増加に対処した電源開発計画の経済計算法について述べ、あわせて水火併用系統における年間供給力の構成とその成長機構、水力開発計画案の選定法、水力発電所の建設順位決定法と水力、火力の最小需用結合法について述べている。(1312 ページ)

誘導相数変換機の交流電気機関車への応用 交流電気機関車に使用される相数変換機について、電圧ならびにトルクの理論式を導き、また製品についての各種試験成績を示している。(1322 ページ)

接点開離時のアーク放電について 接点開離時のアーク発生機構について接点電流の大小によってアーク継続時間が開離速度に無関係な領域と影響を受ける領域の存在することを実験的に確かめるとともに、前者の領域で理論式を導き、これと実験結果が種々の電極材料につきよく一致することを結論している。(1331 ページ)

繊維工業専門委員会調査報告(要旨) 繊維工業における重要課題のうち、静電気障害とその防止法、水分および張力測定法および照明について調査し、工場の実態を明らかにし将来の問題点を指摘している。(報告 1338 ページ)

圧延用イルゲナ設備に関する調査報告(要旨) 製鉄工業専門委員会が、わが国の製鉄工場の代表的電気設備であるイルゲナ設備について、設計、運転、保守上の諸事項を調査した結果をまとめたもので、今後の研究問題を提示している。(報告 1340 ページ)

圧延電動機冷却方式に関する調査報告(要旨) 製鉄工業専門委員会が、わが国製鉄工場の熱間圧延機の冷却方式および空気清浄器について 22 工場の実情を調査した結果をまとめたもの。(報告 1342 ページ)

製鋼用アーク炉に関する電氣的諸問題(要旨) 製鉄工場においてもっとも電力を消費する設備の一つである製鋼用アーク炉の種々の問題点と対策を検討したもの。(報告 1343 ページ)

各種エナメル線の耐熱寿命試験報告(要旨) 電動機用エナメル線数種と米国のホルムバール線に、AIEE No. 57 (より合せ試験片法)を適用し、その結果を AIEE 委員会の試験結果、モートレット法やモータ試験法による AIEE の報告および IEC 規格と比較検討したもの。(報告 1344 ページ)

雷の気象と雷の電気の起源 雷とはどういう現象かということから書き出し、世界および日本の雷の分布、雷雲の構造、雷雲の発達、雷雲中の電荷の分布および雷雲内の電気分離に関する諸説について概説している。

(技術綜説 1345 ページ)

目

次

資 料・論 文

磁気パルス発生器の磁心のリセット機構	楠田 哲三	1229 (1)
水銀整流器の負荷耐量について	太田 寿	1237 (9)
送電線の振動に関する考察	伊東 士郎・蔵石 良知・酒井 長武・森 太郎	1247 (19)
水溶性圧電結晶の育成法	古屋 直臣	1253 (25)
鉄共振回路の動的共振特性	熊谷 三郎・池野 英三	1260 (32)
サイラトロン制御直流直巻サーボモータの動特性について	石崎 長光	1269 (41)
サイラトロンの搬送波-PPM 波直線制御方式	畑 四郎・高島 修直・徳田 精	1276 (48)
発電機巻線(組込コイル)の第2電流急増点と交流破壊電圧の関係	寺瀬 齊	1283 (55)
高安定、高感度リアクタンス計の研究	一条文二郎・新井 智一	1293 (65)
サーボ系の記憶制御と定常的誤差軽減に関する考察およびその追尾レーダへの応用	渡部 優	1302 (74)
電源開発計画の経済計算に関する理論および方法	安信 啓	1312 (84)
誘導相数変換機の交流電気機関車への応用	大野 寛孝・八木 勝	1322 (94)
接点開離時のアーク放電について	鳳 誠三郎・渡部 泰昭	1331 (103)

報 告

繊維工業専門委員会調査報告(要旨)	繊維工業専門委員会	1338 (110)
圧延用イルグナ設備に関する調査報告(要旨)	製鉄工業専門委員会	1340 (112)
圧延電動機冷却方式に関する調査報告(要旨)	製鉄工業専門委員会	1342 (114)
製鋼用アーク炉に関する電氣的諸問題(要旨)	製鉄工業専門委員会	1343 (115)
各種エナメル線の耐熱寿命試験報告(要旨)	マグネットワイヤ専門委員会	1344 (116)

技 術 綜 説

雷の気象と雷の電気の起源	畠山 久尚	1345 (117)
--------------	-------	------------

製 品 紹 介

蓄電器自動検査選別装置 KCA-301 型	安藤電気株式会社	1353 (125)
はんだめっき軟銅カップパーウエルド線	昭和電線電纜株式会社	1354 (126)

学 界 時 報

特 許 紹 介		1355 (127)
---------	--	------------

ニ ュ ー ス

本 会 記 事		1380 (152)
---------	--	------------

調 査 委 員 会 記 事

求 人・求 職		1383 (155)
---------	--	------------

正 誤

会 告		1388 (160)
-----	--	------------

〔北陸支部連大講演募集, 九州支部連大講演募集, 東北支部連大案内, 東海支部連大講演募集, 自家用変電設備の設計と保守専門講習会, 東洋レーヨン 科学技術研究助成金・科学技術賞候補者推薦について, 技術者研究者のための光学的測定法講習会, その他〕(会告1~5)

電 気 学 会 雑 誌 へ の 寄 稿 注 意

- 寄稿者は原則として本会会員に限る。
- 本会所定の原稿用紙に「電気学会雑誌寄稿のしおり」に基づいて執筆のこと。これらは申込み次第送付する。
- 寄稿の種類
 - 資料・論文(長さは刷上り10ページ以内, 英文要旨付)(雑誌1ページは本会原稿用紙で6枚)学術および技術に寄与する新しい研究成果
 - 誌上討論(長さは原則として刷上り1ページ以内)本会誌に掲載された事項に関する討論およびそれに対する原著者の回答
 - 寄書(長さは原則として刷上り2ページ以内)学術又は技術に関して, 会員一般の関心を促すための意見, 本会の事業および動向に対する批判, 意見等
- 4 4 会員の声 (600字以内, 用紙随意)雑誌, 講演会その他本会の事業を改善するための建設的意見等を簡潔に執筆したもの。誌上匿名は差支ない。採否は編修理事が決定する。又要旨だけ掲載する場合もある。
- 5 英文要旨 資料・論文に300~500語以内(図表を付けない)の英文要旨を付けること。これは海外向本誌のみに掲載する。
- 6 原稿の送付先 東京都千代田区有楽町1丁目3番地電気学会編修課
- 7 別 刷 50部までは無料で著者に贈呈。それ以上は有料。

東京電力株式会社川崎

(表紙写真説明)

火力発電所納
175,000 kW タービン発電機
(東京芝浦電気株式会社製)



東芝では東京電力株式会社川崎火力発電所1号機 175,000 kW タービン発電機を納入したが、7月初め好成绩で竣工検査を終了し、ただちに営業運転にはいった。本機は 3,000 rpm 機では国産最大である。タービンは TCTF-23 で高中低圧とも二重車室の完全なセンターサポート構造、発電機は水素冷却方式で効率向上のため方向性けい素鋼板を使用、エンドヒーティング防止のため巻線端部に銅板シールドを設け、また鉄心歯部分にスリットを入れるなどの考慮を払ってある。

定 格

タービン 出力: 175 MW, 主蒸汽圧力: 168.7

kg/cm²g, 主蒸汽温度: 565.6°C, 再熱蒸汽温度: 538°C, 真空度: 722 mmHg, 抽汽段数: 7 段, 給水温度: 273.8°C

発電機 出力: 224 MVA (H₂ 2 kg/cm²g), 回転数: 3,000 rpm, 極数: 2, 端子電圧: 12 kV, 力率: 0.85, 周波数: 50 c/s, 短絡比: 0.64

会 長	大宮 義三郎	西本 三郎	定茂 三郎	彦業 三郎
副 会 長	館内 本柳 太三	内本 柳 太三	本柳 太三	房次 三郎
総 務 理 事	山田 好村	山田 好村	山田 好村	山田 好村
会 計 理 事	三木 岡部	三木 岡部	三木 岡部	三木 岡部
編 修 理 事	柳井 之木	柳井 之木	柳井 之木	柳井 之木
調 査 理 事	滝岡 桑原	滝岡 桑原	滝岡 桑原	滝岡 桑原
東京支部長	関石 保古	関石 保古	関石 保古	関石 保古
関西支部長	石保 古宇	石保 古宇	石保 古宇	石保 古宇
九州支部長	古宇 深石	古宇 深石	古宇 深石	古宇 深石
東北支部長	宇深 石加	宇深 石加	宇深 石加	宇深 石加
東海支部長	深石 加北	深石 加北	深石 加北	深石 加北
中国支部長	北加 保	北加 保	北加 保	北加 保
北海道支部長	加保 保	加保 保	加保 保	加保 保
北陸支部長				
四国支部長				

目 次

ア	愛知電機 (後10)	安藤電気 (前30)	アメリカン・トレーディング (前24)	イ	井上電気 (前44)	岩佐電気科学 (後15)	岩崎通信機 (前19)	エ	荏原製作所 (後23)	エフコン電気 (後14)	オ	大泉製作所 (後1)	大倉電気 (後6)	大阪変圧器 (前41)	沖電気 (前21)	オリエンタルモーター (前46)	カ	桂川電機 (後3)	キ	菊水電波 (後15)	ケ	京浜電測器 (前50)	ケーシー商会 (後17)	コ	光成理測器 (後20)	コロナ電気 (後4)	コロナモーター (前35)	コロムビア貿易 (前27)	サ	三栄測器 (前37)	三社電機 (前40)	佐藤金属工業 (記中1395)	山洋電気 (後5)	シ	指月電機 (後21)	芝浦電子 (後12)	島買貿易 (前49)	島田理化学工業 (後9)	島津製作所 (後23)	神鋼電機 (前7)	新光電機 (後10)	新興通信工業 (後18)	新電元工業 (前36)	新日本電気 (前11)	G. E. C. (前9)	ス	鈴木電工 (後18)	住友電気工業 (前56)	スターライト工業 (後8)	セ	精機工業所 (後21, 25)	整電社 (後16)	関商事 (前33)	ソ	ソニー (前52)	タ	多摩川精機 (前26)	大成化学機械 (後19)	大日電線 (前14)	第一電気 (前54)	高岳製作所 (前22)	高砂製作所 (後24)	高砂鉄工 (後1)	竹本電気計器 (後19)	立石電機 (前43)	タケダ理研 (前2, 3)	チ	中央製作所 (前23)	中央電子 (前6)	中外接点 (後19)	中立電機 (後12)	テ	帝国電波 (後3)	電気学会 (年報) (綴込)	ト	戸上電機 (表2)	東亜電波工業 (前28)	東京芝浦電気 (表1)	東京電気精機 (前31)	東京電器 (後4)	東電舎 (後2)	東洋計器 (前45)	東洋通信機 (前5)	東洋電機 (前25)	ナ	中里合名 (後20)	中村電機 (後9)	長浜製作所 (後24)	ニ	二井蓄電器 (後2)	日幸電機 (後5)	日新電機 (前8)	日測電子工業 (前4)	日本閉閉器工業 (後6)	日本抵抗器 (後22)	日本電気 (前10)	日本電気機材 (後7)	日本電気精器 (後11)	日本電源機器 (前34)	日本電子測器 (後13)	日本電線 (前12)	日本電波 (前29)	日本電熱計器 (後17)	日本インターナショナル整流器 (前48)	日本コンデンサー (前58)	日本マイクロモーター (前39)	新潟鉄工所 (後16)	西日本電線 (前18)	ハ	長谷川電気 (後13)	ヒ	日立製作所 (表3)	日立電線 (前16)	樋口製作所 (前55)	フ	富士機器 (後20)	富士金属 (後14)	富士通信機 (前47)	富士電機 (アート1)	藤倉電線 (前17)	古河電気工業 (前15)	マ	松尾電機 (後22)	松下電器産業 (前42)	ミ	三菱鉛筆 (後25)	三菱電機 (表4)	メ	明電舎 (アート2)	目黒電波測器 (前32)	モ	守谷商会 (前51)	ヤ	八島製作所 (後11)	安川電機 (前20)	ヨ	横河電機 (前1)	リ	理化電機研究所 (前38)	理化電機工業 (後7)	立正電機 (前13)	ワ	波辺電機 (後8)
---	------------	------------	---------------------	---	------------	--------------	-------------	---	-------------	--------------	---	------------	-----------	-------------	-----------	------------------	---	-----------	---	------------	---	-------------	--------------	---	-------------	------------	---------------	---------------	---	------------	------------	-----------------	-----------	---	------------	------------	------------	--------------	-------------	-----------	------------	--------------	-------------	-------------	---------------	---	------------	--------------	---------------	---	-----------------	-----------	-----------	---	-----------	---	-------------	--------------	------------	------------	-------------	-------------	-----------	--------------	------------	---------------	---	-------------	-----------	------------	------------	---	-----------	----------------	---	-----------	--------------	-------------	--------------	-----------	----------	------------	------------	------------	---	------------	-----------	-------------	---	------------	-----------	-----------	-------------	--------------	-------------	------------	-------------	--------------	--------------	--------------	------------	------------	--------------	----------------------	----------------	------------------	-------------	-------------	---	-------------	---	------------	------------	-------------	---	------------	------------	-------------	-------------	------------	--------------	---	------------	--------------	---	------------	-----------	---	------------	--------------	---	------------	---	-------------	------------	---	-----------	---	---------------	-------------	------------	---	-----------



電 気 学 会

東京都千代田区有楽町一丁目三番地

電話和田倉 (201) {0983 番 振替口座 東京 3168 番
0984

技術者研究者のための光学的測定法講習会 (第6回精密測定講習会)

精機学会主催の標記講習会は、下記の通り開催されますが、電気学会はこれに協賛することといたしました。

本会会員は、精機学会会員と同様の資格で参加ができます。

期 日 昭和 36 年 10 月 3 日 (火) 4 日 (水) 5 日 (木) 6 日 (金)

会 場 講義 家の光会館 (東京都新宿区船河原町 11)

実習 中央計量検定所 (東京都板橋区板橋町 6 の 3569) 機械総合研究所 (東京都杉並区矢頭町 57)

日程・科目・講師 (毎日、9 時 30 分～16 時)

10 月 3 日 光学的測定の基礎…浮田祐吉(機械試験所)、顕微鏡…宮田尚一(オリンパス光学)、測長機…朝永良夫(中央計量検定所)、オートコリメーターおよびアライナー…杉 豊(日本光学)、実体写真測定…丸安隆和(東大・生研)

10 月 4 日 投影機…山本健太郎(中央計量検定所)、各種光学的測定機器…青木保雄(東大)、工作機械用測定器…丸山修治(東京光学機械)、トランシットおよびレベル…坪川家恒(国土地理院)、高速度写真測定…植村恒義(東大・生研)

10 月 5 日～6 日 実習 (講義題目に準じて行なう)

定 員 講義のみ 100 名、講義および実習 100 名

会 費 講義のみ 会員 1,500 円、会員外 2,500 円、

講義および実習 会員 3,000 円、会員外 5,000 円

(いずれもテキスト 1 冊代金を含む)

テキスト 1 冊 会員 500 円、会員外 800 円

申し込み方法 下記申し込み書又は同形式の用紙に所定の事項を明記の上、会費を添えて、9 月 25 日までに東京都文京区本富士町、東京大学工学部精密教室内、精機学会宛に送付すること。

聴講決定者には聴講券を送ります。

定員超過の場合は代金はお返ししますが、聴講決定後は理由の如何を問わず会費は返金いたしません。

第6回精密測定講習会申込書

氏 名	勤 務 先	通 信 先	会 員 資 格

諸行事と申込などの期限

- 8 月 31 日 東京支部「電子計算機の使用法と応用」専門講習会申込期限 (7 月会告参照)
- 東北支部大会講演申込期限 (別掲会告参照)
- 東海支部「自家用変電所の設計と保守」専門講習会申込期限 (別掲会告参照)
- 9 月 2 日 北陸支部大会講演申込および原稿提出期限 (別掲会告参照)
- 9 月 4 日 東京支部大会論文原稿提出期限 (7 月会告参照)
- 9 月 5 日 東京支部「電力中央研究所、塩原試験場」見学申込期限 (7 月会告参照)
- 9 月 10 日 関西支部大会講演原稿提出期限 (7 月会告参照)
- 9 月 15 日 東北支部大会講演原稿提出期限 (別掲会告参照)
- 関西支部「真空に関する研究連合講演」申込期限 (7 月会告参照)
- 9 月 25 日 九州支部大会講演申込および原稿提出期限 (別掲会告参照)
- 光学的測定法講習会申込期限 (別掲会告参照)
- 9 月 30 日 「なにわ案内」申込締切期日 (別掲会告参照)
- 10 月 7 日 東海支部大会講演申込および原稿提出期限 (別掲会告参照)
- 10 月 16 日 東洋レーヨン研究助成、科学技術賞候補申請期限 (別掲会告参照)

UDC 621.318.435.3; 621.373.443

磁気パルス発生器の磁心のリセット機構*

資料・論文

36-91

正員 楠 田 哲 三†

1. 緒 言

近年にいたり、プラズマについての研究および大電力レーダの必要性に伴ない、大電力パルスの発生ならびに制御に関する種々の新しい方法が研究開発されている。パルス発生器の重要な素子である電力開閉器としては、サイラトロン、真空管、火花ギャップ、イグナイトロン、シリコン制御整流器、磁気リアクトルなどが考えられる。

本論文では、取り扱いが簡単で丈夫であり、大電力の開閉が可能である可飽和リアクトルを用いたパルス発生回路の磁心のリセット機構について考察を行っている。

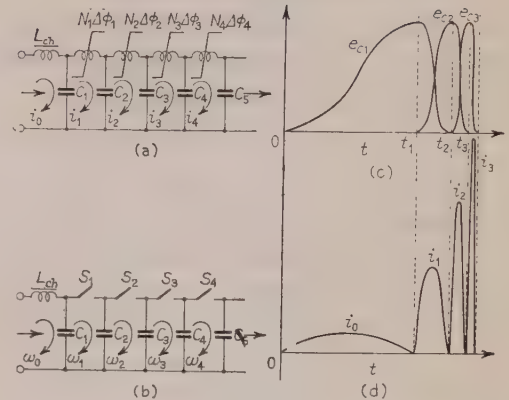
2. 基本回路の動作について

可変インダクタとしての飽和リアクトルは制御器として広く使用されているが、1940 年ごろに角形ヒステリシス特性磁心材料の出現により、さらに、自己帰還形磁気増幅器の発明と相まって高利得の増幅器の素子として広く用いられるようになった。これらの回路に使用される可飽和リアクトルの動作は次のようである。

磁心が不飽和の状態では見掛けのインピーダンスは非常に大きく、回路は開いていると考えられる。磁束変化量は巻線に加わる電圧時間積分値に比例し、磁束レベルが飽和に達すると磁束の変化割合は小さくなり回路は閉じていると考えられる。このような性質を有するリアクトルは、加えられた電圧時間積分値により制御される開閉器素子である。

パルス発生回路は、充電部、エネルギー蓄積部、開閉器部および負荷よりなる。

第1図(a)にその回路を示す。電流開閉器として可飽和リアクトルを用いているので、磁心が飽和して開閉器が閉じられた状態においても、残留インダクタンスの影響により1段の開閉器で希望のパルスを取り出すことは困難であるので多段に接続される。等価回路を第1図(b)に示す。



第 1 図

この回路の動作は次のようである。初段のコンデンサが電源回路により充電されて、第1図(c)に示されたように ω_0 なる角周波数で端子電圧が上昇すると考える。この充電期間にはすべての開閉器は開いている。 C_1 の端子電圧が最大に達した時刻 t_1 において開閉器 S_1 が閉じられると、 C_1 にたくわえられたエネルギーが C_2 に移動する。この場合の振動の角周波数 ω_1 は C_1 , C_2 および飽和したリアクトルのインダクタンス L_{s1} により定まる。この期間には C_1 端子の電圧は減少を続け、 C_2 の端子電圧は増加を続ける。開閉器 S_1 を通る放電電流波形は第1図(d)の i_1 のようである。この期間の終り、 $t=t_2$ において C_2 の端子電圧が最大になると同時に、開閉器を流れる電流も零になり開閉器は自動的に開かれる。なぜならば、開閉器として可飽和リアクトルを使用しているので、一度磁心が飽和してから飽和電流が次第に減少し、最後に零になると残留磁束の点に動作点があり、それ以後は磁心は再び不飽和にはいるからである。 C_2 の端子電圧が最大値に達すると開閉器 S_2 が閉じられると考える。このような動作をくり返すことによって、次第に幅の狭いパルス電流波形が形成される。

磁心の磁束変化量は電圧時間積分値に等しいから、必要な磁束鎖交数変化量 $N\Delta\phi$ は終段に近づくにつれて減少することが明らかである。

$$N_1\Delta\phi_1 = \int_0^{t_1} e_{C1} dt \dots\dots\dots (1)$$

* Flux Reset Mechanism of Magnetic Pulse Generating Circuit.
By T. KUSUDA, Member (Faculty of Engineering, Osaka University).

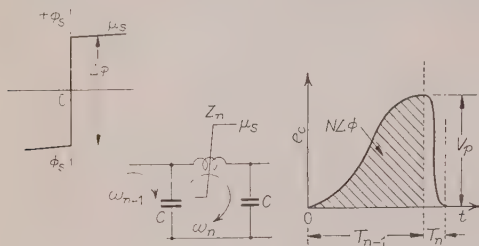
† 大阪大学工学部原子核工学教室

$$N_2 \Delta \phi_2 = \int_{t_1}^{t_2} e_{c2} dt \dots\dots\dots (2)$$

開閉器は S_1 より順次右へ閉じられてゆき、次段の閉路の時刻に一致して開かれてゆく。各段の損失を無視すると、各段のコンデンサの容量は等しい。

3. 磁気開閉器の基本的特徴

第 n 番目の回路を第 2 図に示す。コンデンサの端子電圧が最大に達したときに磁心が飽和するように設計すべきであるから、次の関係が成立する。



第 2 図

$$N \Delta \phi \times 10^{-8} = (1/2) V_p T_{n-1} \dots\dots\dots (3)$$

$\Delta \phi$ として $-\phi_s$ より $+\phi_s$ までをとると

$$2 NSB_s \times 10^{-8} = (1/2) V_p T_{n-1} \dots\dots\dots (4)$$

コンデンサ C にたくわえられる最大エネルギーは

$$E = (1/2) C V_p^2 \text{ (J)} \dots\dots\dots (5)$$

放電期間 T_n は次式で与えられる。

$$T_n = \pi \sqrt{L_s (C/2)} \text{ (s)} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 L_s ：飽和した場合の見掛けのインダクタンス

$$L_s = \frac{4 \pi \mu_s (NS)^2}{10^9 Z} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 Z ：磁心の容積であり、 S, L で与えられる。

以上 (3), (5)~(7) の諸式より磁心容積とパルスのエネルギーおよび波形圧縮比との間の関係を求めることができる。

$$Z = \frac{\pi^3 \times 10^7 \mu_s E}{(\Delta B)^2} \left(\frac{T_{n-1}}{T_n} \right)^2 \text{ (cm}^3\text{)} \dots\dots\dots (8)$$

あるいは周波数通倍比で示すと

$$Z = \frac{\pi^3 \times 10^7 \mu_s E}{(\Delta B)^2} \left(\frac{\omega_n}{\omega_{n-1}} \right)^2 \text{ (cm}^3\text{)} \dots\dots\dots (9)$$

磁気開閉器の磁心容積はパルスのエネルギーの一乗および周波数通倍比の二乗に比例することがわかる。ゆえに、一度に大きな周波数通倍比を望むならば大きな磁心容積を必要とする。ゆえに、与えられたパルス出力を得るのに磁心の全容積が最小になるように段数

を選定しなければならない。

磁心材料としては ΔB の大きい、しかも μ_s の小さいものを選ぶ必要がある。Deltamax, Orthonol などが適している。 μ_s の値は各段の磁心の飽和の程度により変化し、また測定は困難であるが、 $\mu_s \approx 5$, $B_s \approx 15 \text{ kG}$ とすると、(8) 式は次式のようにになる。

$$Z = \frac{\pi^3 \times 10^7 \times 5 E}{30^2 \times 10^6} \left(\frac{T_{n-1}}{T_n} \right)^2 \text{ (cm}^3\text{)} \\ = 1.72 E \sigma^2 \text{ (cm}^3\text{)} \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 σ はパルス幅圧縮比で (T_{n-1}/T_n) で与えられ、周波数通倍比 (ω_n/ω_{n-1}) に等しい。

この σ の実際的な値としては 5~10 をとる。この値を小さく選ぶと、次章に述べるように、主パルスの前後に現われるリセットパルスの影響が大きくなり、また、 σ を大きくすると不経済なリアクトルの設計となる。

一例として次のような定格のパルス発生器について考える。

ピークパルス電力 $P_m = 8.0 \text{ MW}$, パルス幅 $PW = 8.0 \mu\text{s}$, パルスくり返し数 $PRR = 400 \text{ 回/s}$, パルスエネルギー $E = 64 \text{ J}$

全圧縮比は 313 である。これを 3 段の等容積のパルス開閉器で行うとすると、それぞれの段の圧縮比 $\sigma = (313)^{1/3} = 6.8$ となる。ゆえに 1 段あたりの鉄心の容積は

$$Z = 1.72 \times 64 \times 6.8^2 = 5,080 \text{ cm}^3 \approx 41.7 \text{ kG} \\ \text{比重 } 8.2 \text{ g/cm}^3, \text{ Orthonol 磁心}^*$$

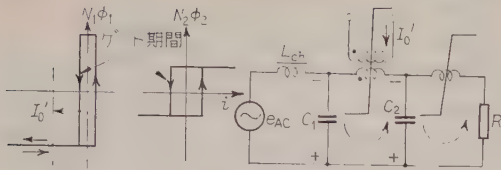
4. 磁気パルス発生器回路磁心のリセット機構

本章においては、1 周期あたり一度だけ一方向性のパルスを発生させるような回路の動作機構について考察を行っている。単方向性パルス出力回路の場合には初段のリアクトル開閉器巻線にバイアスを加えて磁心の動作磁化特性を非対称にし、磁心が一方向だけに飽和して、コンデンサが 1 周期あたり一度放電するように直流バイアスを調整する必要がある。

(4.1) 2 段式パルス発生器のリセット機構

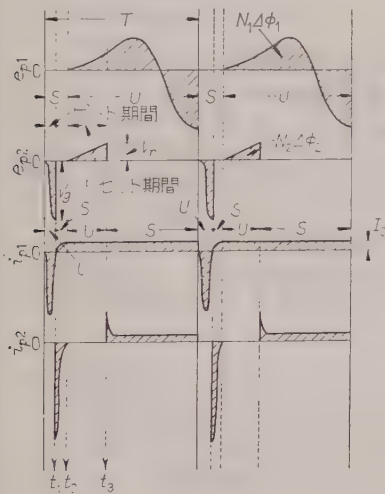
(a) 回路動作の説明 第 3 図に 2 段式パルス発生器の基本回路ならびにそれぞれの磁心の動作磁化状態を示している。レーダパルスの発生装置のような単方向性パルス出力の場合には、初段の磁心の磁化状態は図に示すような非対称な動作をする。初段の磁心は一方向にだけ飽和し、磁心が不飽和の場合にバイアス電

*“Performance-Guaranteed Tape Wound Cores” Catalog TWC-200 Magnetics, Inc. Butler, Pa.



第 3 図

流を打ち消すように主回路に流れる。電流の方向は、主パルス電流の方向と反対であり、その電流時間積分値は主パルスの電流時間積分値に等しい。なぜならば、電源電圧として正弦波形を用いているので、定常状態においては入力電流の 1 周期についての平均値は零であり、初段のコンデンサの充放電電流の 1 周期についての平均値も零であるので、その差であるリアクトル電流についても同様のことが成立する。第 4 図に



第 4 図

各部の電圧および電流の波形を示す。また、それぞれの磁心の磁化状態についても図中に示している。2 段目の磁心は正の主パルスに対応して飽和し、リセット期間の間に他の

飽和値に接近する。そしてリセット期間の終りには磁心は飽和し、コンデンサ C_2 にたくわえられたエネルギーは飽和リアクトルを通して放電する。

以上の考察で明らかなように、主パルスのエネルギーは初段コンデンサ C_1 にたくわえられ、リセットパルスのエネルギーは次段コンデンサ C_2 にたくわえられる。このリセットエネルギーを減少させることは実際に回路を設計するにあたり重要なことである。著者は、リセットエネルギーと各素子の定数の間の関係を導き、リセット機構を明らかにした。その結果、周波数通倍比がリセットエネルギーと重要な関係を有することが明らかになった。

両方向性負荷の場合には、パルス変圧器はインピーダンス整合のために必要である。しかしダイオードなどの単方向性負荷の場合には、回路動作が満足に行われ

るためにパルス変圧器は必要なものである。もしダイオード負荷が直接終段に結ばれると、ダイオードは終段の磁気開閉器のリセット動作をさまたげると同時に、終段のコンデンサに主パルスのエネルギーは蓄積されないことになる。

(b) 基本的リセット動作 リセット期間およびゲート期間に対応して負荷に消費されるエネルギーをそれぞれ P_r , P_g とすると

$$P_r = (1/2) C_2 V_r^2 f \quad (11)$$

$$P_g = (1/2) C_2 V_g^2 f \quad (12)$$

となる。その比は

$$P_r/P_g = (V_r^2/V_g^2) \quad (13)$$

となる。 V_r , V_g はリセット、ゲート両期間におけるコンデンサ C_2 の端子電圧の最大値である。

リセット期間の初めにおいて、 C_2 の端子電圧は初段に加えられた強制バイアス電流の影響により定電流充電を行い直線的に変化する。

負荷側バイアス電流を I_0 とすると、磁気開閉器 P_1 が開いているときには C_2 の端子電圧はリセット期間において

$$v_r = (1/C_2) I_0 t \quad (14)$$

ゆえに磁心 P_2 が飽和に達する時間は

$$t_0 = (C_2 V_r)/I_0 = Q_r/I_0 \quad (15)$$

この期間の電圧時間積分値は P_2 の全磁束鎖交数に等しいから

$$(1/2) V_r \cdot (C_2 V_r/I_0) = N_2 A \phi_2 \times 10^{-8} \dots (16)$$

上式より、リセット期間に C_2 にたくわえられるエネルギーは

$$(1/2) C_2 V_r^2 = I_0 N_2 A \phi_2 \times 10^{-8} \dots (17)$$

となる。 P_1 , P_2 を流れる電流の平均値は定常状態において零となるので近似的に次式が成立する。

$$I_0 T = \int i_g dt = Q_g = C_2 V_g \quad (18)$$

ゆえにバイアス電流は次のようになる。

$$I_0 = C_2 V_g f_0 \quad (19)$$

以上 (13), (17), (19) 式を用いて

$$\frac{P_r}{P_g} = \frac{V_r^2}{V_g^2} = \frac{2 f_0 N_2 A \phi_2}{V_g} \times 10^{-8} \dots (20)$$

$2 f_0 N_2 A \phi_2$ の物理的意味は次のようである。

$$2 f_0 N_2 A \phi_2 = (2/T) \int_0^{t_1} e_{o2} dt \quad (21)$$

すなわち、 P_r と P_g との比はゲートあるいはリセット期間の電圧時間積分値の半周期についての平均値と、ゲート電圧の最大値との比で与えられる。

最大ゲート電圧と電源電圧との関係は、充電回路が

共振状態に選んである場合には次式で与えられる。

$$V_g = \pi \sqrt{2} E_{\text{eff}} \dots \dots \dots (22)$$

たとえば著者が用いた低電力のパルス発生器においては

$$f_0 = 400 \text{ c/s}, \quad N_2 = 272 \text{ T}, \quad S = 0.51 \text{ cm}^2, \\ B_g = 15 \text{ kG}, \quad V_g = \pi \sqrt{2} \times 120 = 530$$

(20) 式を用いて計算すると

$$P_r/P_g = 6.3 \times 10^{-2}$$

となる。 C_2 の端子電圧 e_{c2} はゲート期間において次式で与えられる。

$$e_{c2} = (V_g/2) (1 - \cos \omega_1 t) \dots \dots \dots (23)$$

ただし、 ω_1 ：初段の固有角周波数

$$N_2 \Delta \phi_2 \times 10^{-8} = \int_0^{\pi/\omega_1} e_{c2} dt$$

$$= (V_g/2) \left[t - \frac{\sin \omega_1 t}{\omega_1} \right]_0^{\pi/\omega_1}$$

$$= (\pi/2) (V_g/\omega_1) \dots \dots \dots (24)$$

(24) 式を (20) 式に代入すると次の関係を得る。

$$\frac{P_r}{P_g} = \frac{2 f_0 N_2 \Delta \phi_2}{V_g} = \frac{1}{2} \frac{1}{(\omega_1/\omega_0)} \dots \dots \dots (25)$$

また、最大電圧 V_r , V_g の比は

$$\frac{V_r}{V_g} = \sqrt{\frac{1}{2} \frac{1}{(\omega_1/\omega_0)}} \dots \dots \dots (26)$$

すなわち、 P_r と P_g との比は、充電回路固有周波数と初段の固有周波数とにより決まる周波数通倍比の逆数の半分で与えられ、また最大電圧の比はその平方根となる。たとえば実験に用いた低電力のパルス発生回路においては

$$f_0 = 400 \text{ c/s}, \quad f_1 = 4,000 \text{ c/s}$$

$$P_r/P_g = (1/2) (1/10) = 5 \times 10^{-2}$$

$$V_r/V_g = \sqrt{(P_r/P_g)} = \sqrt{5} \times 10^{-1}$$

(ω_1/ω_0) を大きく選ぶことは、リセットパルスを減少させるために望ましい。しかし一方、この値を大きくすることは磁気開閉器の容積を増大させることになるので、一般に 10 ぐらいが適当である。

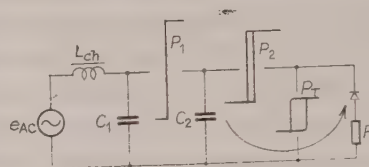
(25), (26) 式は多段式パルス発生器の最終段のパルス変圧器のリセットパルス、ゲートパルスの値を推定するのに便利である。この場合、初段の周波数通倍比だけが重要な要素となる。

(4.2) ダイオード負荷およびパルス変圧器を有する回路の動作

(a) 一般的検討 終段のコンデンサにたくわえられたパルスエネルギーは、負荷抵抗が臨界制動の状態に選んであるときにはゲート周期の終りに抵抗中に消費される。リセット期間の動作も、もし負荷が抵抗

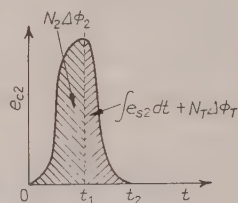
よりなっているときは同様である。しかし、ダイオード負荷よりなる場合には、リセット回路がダイオードの逆方向抵抗により阻止されるので、実際には負荷に並列にそう入されたパルス変圧器の励磁インピーダンスがリセット回路を形成している。パルス変圧器が飽和すると終段のコンデンサのエネルギーは、飽和している終段の磁気開閉器およびパルス変圧器回路を通して放電する。

ダイオード負荷およびパルス変圧器を有する回路の終段回路ならびに電圧波形を第 5 図および第 6 図に示



第 5 図

す。磁気開閉器 P_2 の端子電圧時間積分値が時刻 t_1 において $N_2 \Delta \phi_2$ に等しくなるとすると、 P_2 磁心は飽和し放電が始まる。この場合、 C_2 端子の電圧は飽和した磁心 P_2 と、不飽和のパルス変圧器端子とに分割される。



第 6 図

$$e_o = e_s + Ri \dots \dots \dots (27)$$

上式を放電期間 ($t_1 \sim t_2$) について積分すると

$$\int_{t_1}^{t_2} e_o dt = \int_{t_1}^{t_2} L_{s2} \frac{di}{dt} dt + \int_{t_1}^{t_2} Ri dt \dots \dots \dots (28)$$

$$\int_{t_1}^{t_2} e_o dt = L_{s2} [i(t_2) - i(t_1)] \\ + R[q(t_2) - q(t_1)] \dots \dots \dots (29)$$

t_1 , t_2 における電流は零であり、電荷は $t=t_2$ において完全に失われる。ゆえに次のように簡単になる。

$$\int_{t_1}^{t_2} e_o dt = RQ_g = C_2 R V_g \dots \dots \dots (30)$$

パルス変圧器の磁束鎖交数の最大変化量 $N_T \Delta \phi_T$ を負荷端子の電圧時間積分値に等しくすると

$$N_T \Delta \phi_T = C_2 R V_g \dots \dots \dots (31)$$

一方、 P_2 の磁束変化量は

$$N_2 \Delta \phi_2 = (\pi/2) (V_g/\omega_1) \dots \dots \dots (32)$$

であるから

$$\frac{N_2 \Delta \phi_2}{N_T \Delta \phi_T} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{C_2 R \omega_1} \dots \dots \dots (33)$$

臨界制動の条件として次の関係がある。

$$(R^2C)/(4L_{s2})=1 \quad \dots\dots\dots(34)$$

$$\text{また } \omega_1=\sqrt{2}/\sqrt{L_{s1}C} \quad \dots\dots\dots(35)$$

以上2式を(33)式に代入すると

$$\frac{N_2\Delta\phi_2}{N_T\Delta\phi_T}=\frac{\pi}{4\sqrt{2}}\sqrt{\frac{L_{s1}}{L_{s2}}} \quad \dots\dots\dots(36)$$

同一寸法の磁心を第1段および第2段の磁気開閉器リアクトルとして用いるとすると

$$\frac{N_2\Delta\phi_2}{N_T\Delta\phi_T}=\frac{\pi}{4\sqrt{2}}\left(\frac{N_1}{N_2}\right) \quad \dots\dots\dots(37)$$

N_1/N_2 と ω_1/ω_0 との関係は次のようにして求められる。

磁気開閉器 P_1 の端子電圧の時間積分値は、 C_1 、 C_2 の端子電圧の時間積分値の差として与えられる。

$$(3.4/\pi)(V_g/\omega_0)-N_2\Delta\phi_2=N_1\Delta\phi_1 \quad \dots\dots(38)$$

変形すると

$$\frac{6.8(\omega_1)}{\pi^2}-1=\frac{N_1\Delta\phi_1}{N_2\Delta\phi_2} \quad \dots\dots\dots(39)$$

P_1 、 P_2 が同一寸法であるとする

$$\frac{N_1}{N_2}=\frac{6.8(\omega_1)}{\pi^2}-1 \quad \dots\dots\dots(40)$$

(37)式に上式を代入すると

$$\frac{N_2\Delta\phi_2}{N_T\Delta\phi_T}=\frac{\pi}{4\sqrt{2}}\left[\frac{6.8(\omega_1)}{\pi^2}-1\right] \quad \dots\dots\dots(41)$$

$\omega_1/\omega_0=10$ とすると

$$\frac{N_2\Delta\phi_2}{N_T\Delta\phi_T}=3.3 \quad \dots\dots\dots(42)$$

P_2 および P_T が同一断面積であると仮定すると、パルス変圧器の励磁電流は磁気開閉器 P_2 の励磁電流の約3倍となる。

(b) パルス変圧器磁心寸法の決定 一般に次式が変圧器回路において成立する。

$$N_T(d\phi/dt)\times 10^{-8}=e$$

$$2B_sN_TS=R_LCe_o(\text{Peak})\times 10^8$$

ゆえに

$$N_TS=(R_LCe_o\times 10^8)/2B_s$$

実験に用いた低電力パルス発生器においては

$$B_s=15\text{ kG}, \quad R_L=60\ \Omega,$$

$$C_2=0.62\ \mu\text{F}, \quad e_o=500\ \text{V}$$

ゆえに

$$N_TS=62$$

一方、パルス変圧器磁心の損失を C_2 にたくわえられたエネルギーの5%に押えるようにすると

$$0.05E_2=ZW$$

ただし、 W : 磁心のエネルギー損/パルス・kg,

Z : 磁心の重量 (g)

パルス1個あたりの損失を求めるためにパルス波形の見掛けの周波数を次のようにして求める。

$$T_r=(R_LC_2)/2, \quad f_{\text{eff}}=1/4T_r$$

上式より見掛けの周波数 f_{eff} は $13.4\times 10^3\text{ c/s}$ となる。2 mil の厚みの Orthonol 磁心の鉄損の実験結果より、⁽¹⁾

$$W=0.042\text{ J/パルス}\cdot\text{kg}$$

この値を用いてパルス変圧器の重量を求めうる。

$$Z=0.093\text{ kg}$$

Orthonol 磁心のカタログより、以上のことを満足する磁心を見出した。

No. 50078, 平均磁路長 14.49 cm, 有効断面

積 0.51 cm², 磁心厚み 0.002 in (0.05 mm)

(c) コンデンサ接地だけの結合回路 (C-C 回路) の動作モード 第7図 (a), (b) にコンデンサ接地回路の動作モードおよび各部の波形を示す。

初段の磁心の磁化特性は抗磁力が零になった極限のものとしており、また次段およびパルス変圧器の磁化特性は、それぞれ一定の抗磁力を有する方形磁化特性曲線のもので仮定している。初段の磁気開閉器の励磁電流はバイアス電流にくらべて無視できるほど小さいが、次段の場合には巻数 N_2 が急激に減少することおよびパルス変圧器の磁化特性との関係を考慮して方形磁化特性を仮定している。

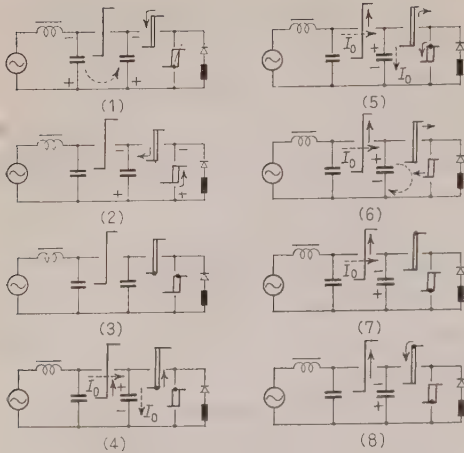
パルス変圧器の励磁電流は P_2 のそれより大きく、 $N_T\Delta\phi_T < N_2\Delta\phi_2$ の関係がある。

磁束の変化に関して次のような仮定を設けている。

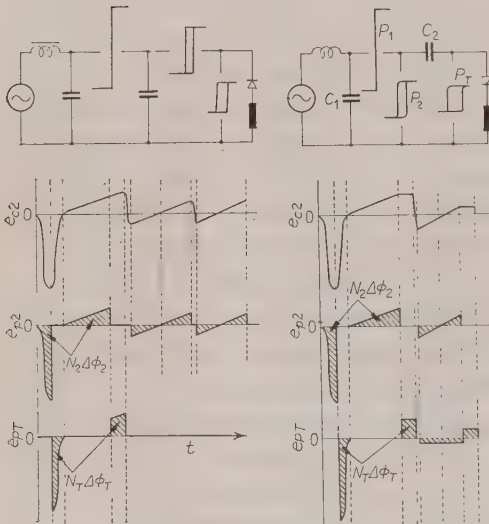
(i) 磁心が不飽和の場合に、励磁電流がリアクトル端子の右側から左側に流れるときには、あるいは上部の端子より下部へ流れるときには磁束は負の飽和値のほうへと変化する。

(ii) 二つあるいはそれ以上の不飽和のリアクトルが直列に電圧源に接続されているときには、すべての電圧は励磁電流が最小であるリアクトル端子に加わる。

(d) 初段コンデンサ接地と次段リアクトル接地との結合回路 (C-P 回路) の動作モード C-P 回路は C-C 回路において C_2 、 P_2 を入れ換えることにより形成される。この結合方式は、2段目の磁気開閉器 P_2 が電圧変圧器としての作用も備えているので非常に便利な回路である。この方式において抵抗負荷の場合には、 C_1 より C_2 への放電回路には抵抗負荷が直列に含まれているので段間の効率が悪くなる。しかし、ダイオード負荷の場合にはこの悪影響は並列にそう入されたパルス変圧器によって除かれる。この回路の各



第 7 図 (a)



第 7 図 (b)

第 8 図

部の電圧波形を第 8 図に示す。

(e) 回路動作安定化の方法 ダイオード負荷ならびにパルス変圧器を含む回路のゲート期間の動作は、抵抗負荷の場合と同様である。しばしば起る不安定な現象はリセット期間の動作に基づいている。

終段の磁心リアクトルならびにパルス変圧器の磁束が飽和に達すると、終段のコンデンサにたくわえられたリセット電荷はダイオード負荷回路を通ることなく、飽和したリアクトルを通して放電する。ゆえに、放電回路に含まれる抵抗は各リアクトル巻線の抵抗だけであり、それは負荷抵抗にくらべて非常に小さいので、不足制動の回路条件となり振動を開始することになる。飽和リアクトルは一方向だけに低インダクタンスの状態を示すが、逆方向の電流に対しては非常に大

きな抵抗を示すことになるので、一度振動放電電流が零になると、それ以後磁心は不飽和の状態となる。終段のコンデンサの電荷は電流が零になると負の最大値に達し、それ以後はバイアス電流の作用により直線的に充電を続ける。最後に、磁気開閉器 P_2 が飽和すると再び振動状態となる。このような動作をリセット期間の間くり返すので回路の動作が不安定になる場合がある。この状態を改善する方法として、パルス変圧器に並列または直列に制動抵抗をそう入することが考えられる。前者の場合には終段開閉器が飽和すると放電を開始するが、後者の場合には終段の開閉器およびパルス変圧器が飽和してから放電が起る。

並列にそう入された制動抵抗の端子電圧時間積分値がパルス変圧器の主パルス期間中の磁束鎖交数変化量に等しくなると、パルス変圧器は飽和するがコンデンサのエネルギーは制動抵抗中に消費されているので、減衰が急速に行われ動作が安定化する。

しかし、この並列抵抗により、正のパルスの期間にいくらかの電力損をもたすので、実際問題として並列抵抗の値を不安定状態の起らない程度にできるだけ大きく選ぶことが望ましい。この方法が非常に有効であることが実験により確かめられた。

(f) 実験的検討 低電力パルス発生回路を用いて実験的検討を行った。各素子の定数は次のようである。

P_1, P_2, P_T : Orthonol 磁心 2 mil, 平均磁路長 14.49 cm, 有効断面積 0.51 cm^2 , $N_1 = 1,420$ T, $N_2 = 272$ T, $N_{PT}(\text{一次}) = 130$ T, $N_{PT}(\text{二次}) = 530$ T

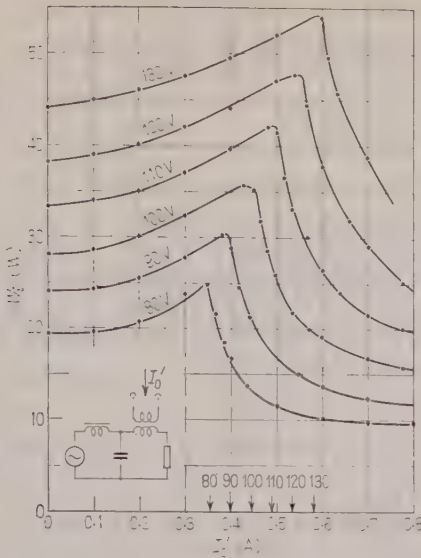
C_1, C_2 : $0.62 \mu\text{F}$

電源周波数: 400 c/s , 120 V

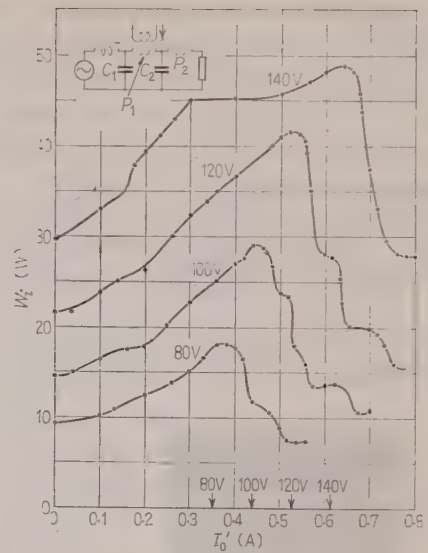
ダイオード負荷: クリップダイオード 2 本, 最大ピーク逆電圧 $15,000 \text{ V}$, 最大ピーク陽極電流 8 A , 最大直流出力電流 20 mA

(i) 単 1 段式抵抗回路 電源電圧を媒介変数とした、入力電力とバイアス電流との関係を第 9 図に示す。バイアス電流が零の場合には半周期ごとに同じ動作がくり返されている。バイアス電流が増加すると正負の出力パルスは次第に非対称になり、あるバイアス電流において入力電力は最大に達し、それ以後は急激に減少する。制御電流の広い変化範囲にわたって動作は安定であった。

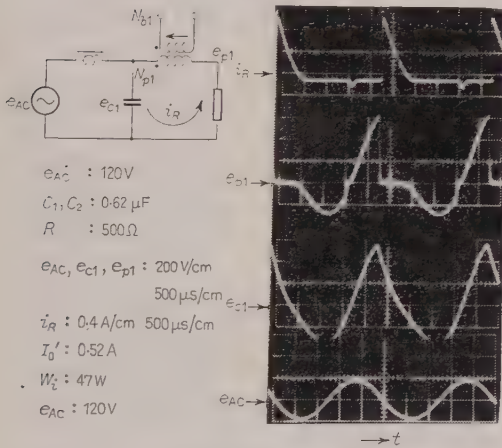
それぞれの電源電圧において最大の入力電力の値があり、この値に対応するバイアス電流の値は (18) 式より計算できる。それぞれの交流電圧に対するバイアス電流の計算値を横軸上に示している。実験結果から



第 9 図



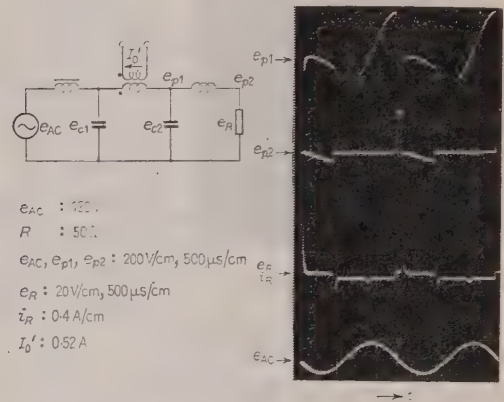
第 11 図



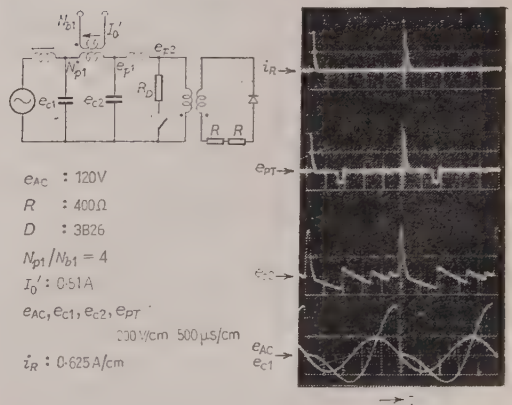
第 10 図

求めた臨界バイアス電流値と計算値とはよく一致している。またこの点における各部の電圧，電流波形を第 10 図に示す。

(ii) 2 段式抵抗回路 2 段式回路に直接抵抗負荷を接続した場合の入力電力とバイアス電流との関係を第 11 図に示す。この場合もバイアス電流の広い変化範囲にわたって動作は安定であった。電源交流電圧が定格値をこすと臨界バイアス電流の近くで入力電力が飽和してほとんど一定となる。これは初段の磁心の最大磁束鎖交数が定格電圧により設計されているので，これ以上の磁束鎖交数の変化は磁心の飽和のために困難であることによる。定格電圧で最大入力の場合の電圧，電流波形を第 12 図に示す。リセット動作が終ってのち負荷回路に流れる脈動電流は e_{p1} の符号が



第 12 図



第 13 図

変化する点，すなわち磁束の変向点と一致している。これは P_1 の全磁束変化量を加えられた電圧時間積分

値より少し不足しているので、磁心 P_1 がわずかの期間飽和していることを示している。

(iii) ダイオード負荷およびパルス変圧器を有する回路 ダイオード負荷およびパルス変圧器を有する2段式回路はもっとも代表的なものである。以前の抵抗負荷の場合より非常に複雑なモードである。

C-C 回路の場合には、広いバイアス電流の変化範囲にわたって動作は不安定であった。このことはシンクロスコープによる波形観測により容易に探知できた。その中で安定なものの電圧波形を第13図に示す。第2段目のコンデンサの端子電圧の振動が顕著に現

れている。少しのバイアス電流の変化によって不安定現象が起る。しかし、前述のようにパルス変圧器に並列に制動抵抗をそう入することによって、広い範囲にわたって動作が安定となる。第14図に制動抵抗を入れて安定化した場合の波形を示す。

制動抵抗を $300\ \Omega$ まで増加した場合

にもなお安定な動作が継続された。

第14図

5. 結 言

ゲート動作に基づく主パルスのほかに、リセットに原因している負のパルスが、可飽和リアクトルを電流開閉器として使用する単向性出力パルス発生回路において発生する。

両向性パルス出力回路の場合には回路動作は半周期ごとに行われる。一方、単向性パルス出力の場合には、初段に蓄積された電荷は1周期について一度放電を起す。このように動作を非対称にするには適当な大きさのバイアスを初段の磁心に加える必要がある。

電源周波数と次段の固有周波数で定まる周波数通倍比が大きいたるときには、リセット動作に基づく電力損は無視してもよい。リセット電力とゲート電力の比は、コンデンサ入力の場合には周波数通倍比の逆数の半分で与えられる。

主パルスのエネルギーは初段コンデンサにたくわえられ、順次周波数通倍回路を経て負荷に消費される。

2段式ダイオード負荷の場合、パルス変圧器の端子に現われる電圧パルスの模様を第15図に示す。

コンデンサ入力の場合には、リセットの過程は主パルスの直後から始まる。そしてパルス変圧器の端子のリセット電圧は最初の半周期に起る。リセット電圧の最大値と主パルス電圧の最大値との比は近似的に

$$\sqrt{\frac{1}{2(\omega_1/\omega_0)}}$$

$\omega_1/\omega_0=10$ とすると、0.223 となる。

磁気開閉器入力の場合には、リセットの動作は負の半周期の初めより開始されるので、変圧器端子パルス電圧は負の半周期に起る。この電圧の波高値はコンデンサ入力回路の場合より大きくなり、主パルス電圧の波高値の半分ほどとなる。

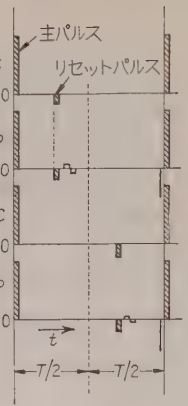
磁気開閉器出力の回路では、主パルスの直前に幅のせまい負のパルスが現われる。これは C_1 から C_2 へ主エネルギーの移動が行われるときに不完全飽和のパルス変圧器があるからである。あらゆる組み合わせにおいてもっとも大きなリセットパルスは必ず主パルスと逆符号である。

本論文は、可飽和リアクトルを開閉器として用いたパルス発生器の動作についての研究結果である。なんらかの方法により磁気開閉器リアクトルの容積を減少できれば、大電力パルス発生用の開閉器として非常に有効なものと考えられる。

本研究は Polytechnic Institute of Brooklyn, Microwave Research Institute において行われたものであり、ご指導、ご討論下された Professor E. J. Smith ならびに Professor K. T. Lian に感謝する。また本論文について種々ご討論下された大阪大学桜井良文教授に深謝する。(昭和 35 年 11 月 29 日受付)

文 献

- (1) E. J. Smith, J. Antin & K. T. Lian: MRI Research Report R-419-55 P1B-351 (1955-4)
- (2) N. L. Weinberg: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs **77**, Pt. I, 271 (1958)
- (3) E. J. Smith: MRI Research Report R-762-59 P1B-690 (1958-7)
- (4) E. M. Lassiter: Technical Memorandum Servomechanisms Laboratory, M.I.T. (1959-1)
- (5) Enrico Levi: MRI Research Report R-751-59, P1B-679 (1958-7)
- (6) Notes on the Application of the Silicon Controlled Rectifier, General Electric Co. (1958-12)



第15図

UDC 621.314.65.016.3

水 銀 整 流 器 の 負 荷 耐 量 に つ い て*

資料・論文

36-92

正 員 太 田 寿†

1. 緒 言

最近の半導体整流器特にシリコン整流器のめざましい発達により、水銀整流器の応用分野に著しい変革を生じ、従来おもに使用されていた電気化学用はもちろん、電鉄用も漸次シリコン整流器に置き換えられる傾向にある。しかしながら一方電動力応用において、直流電動機の電源として水銀整流器を使用することが最近盛んになり、そのすぐれた制御性能により今後この方面の需要は増加する傾向にある。水銀整流器がおもに電鉄用または電気化学用に使用されていたときには、その常時運転中の制御率は小さく、その限界負荷容量は後述のように一種の熱的限界によって決定されていた。しかるに電動力応用の場合のように制御率の大きな所で使用するものでは、限界負荷容量は通常熱的限界によっては決まらず、転流時の逆弧責務で決まるのであって、出力としては熱的限界で決まる出力より相当に低減しなければならない場合が多い。この場合の水銀整流器の限界容量を決定するため、最近回路計算と逆弧等価試験装置の試験結果より求める方法が提案⁽¹⁾⁽²⁾されているが、その具体的方法については、従来の理論では若干不十分に思われる。以下、筆者の考案した方法およびその理論的根拠について説明したい。なお、今後水銀整流器はおもに電動力応用方面に使用されるので、その対象として考える負荷は電動力応用の場合を主とし、水銀整流器の器種も今後主として使われる風冷式水銀整流器を対象として考える。

2. 水銀整流器の限界容量

水銀整流器の事故には逆弧、通弧、失弧などがあり、逆弧にも水銀滴の陽極部への凝結、真空低下などによるいわゆる異常逆弧といわれるものと、電流、電圧、温度、制御率などの関数としてこれが各水銀整流器の固有の性能で決まる値より増大すると、確率的に増加するいわゆる正常逆弧といわれるものがある。これらのうち正常逆弧以外は適切な設計、製作により皆無になしうるので、水銀整流器の真の限界容量を決定するものは正常逆弧の発生ひん度である。したがっ

て以下正常逆弧だけを対象に論ずる。正常逆弧の発生原因から水銀整流器の限界容量を大別すると、A.E.G. の Danders 氏⁽¹⁾ の論じているように3種類に大別される。

(1) 熱的限界容量 (Thermische Grenzleistung)

水銀整流器を制御をしないで電流を増加した場合、陽極部の水銀蒸気密度が増大し、ある電流値以上ではその過度の増大のため著しく逆弧ひん度が増大する。この場合、許容限度以内の逆弧ひん度を与える最大出力を熱的限界容量といい、通常電流の大きさが決定的要素となるものである。もちろん電圧の影響も受けるが、その影響は比較的少なく、一般に電圧を上昇すれば出力は増大する。従来電鉄用に使用した水銀整流器の容量は熱的限界容量と考えてよく、たとえば同一の水銀整流器の場合 600 V の直流電圧では 1,000 kW しか出ないものが、1,500 V で使用すれば 2,000 kW を出しうるのである。

(2) ピーク電流限界容量 (Impulsstrom Grenzleistung)

従来水銀整流器にはある蒸気密度の場合それに対応して限界電流があり、これ以上の電流を流すとたとえ短時間のピーク負荷でも異常電圧が発生することが知られていた。最近この限界電流値を上昇させる手段として、クセノン、アルゴンなどの希有ガスを封入することが考えられているが、かかるガス入りの場合は、異常電圧が発生する前にアーク電圧上昇に伴なう高いエネルギーのイオン衝撃により器壁に二次陰極輝点を発生し、逆弧を生ずることが明らかにされている。したがって、いずれの場合にも各器その温度に対応して流しうる短時間のピーク電流値が決まっており、このピーク電流限界によって決まる容量をピーク電流限界容量という。

(3) 転流責務限界容量 (Kommütierungsbeanspruchungs Grenzleistung)

これは陽極電流の転流終了直後に残存する残存荷電体 N_{or} と、そのとき陽極陰極間に生ずる飛躍逆電圧 e_{ii} との積の関数として、確率的に発生する逆弧により決定される容量限界である。 N_{or} と e_{ii} の積を B で表わし、これを転流責務または逆弧責務などと呼んでいる。この転流責務の値は、電流、電圧の値以外に制御率および転流リアクタンスの影響を著しく受けるもので、電動力応用のように制御

* On the Load Capacity of the Mercury-arc Rectifier. By H. OTA, Member (Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd.).

† 東京芝浦電気株式会社

率の大きな所で使用するものでは、この転流責務限界容量がたいの場合水銀整流器の限界容量となる。したがって以下にはこの転流責務限界容量についてだけ論じ、(1) および (2) の限界容量については別の機会に述べたいと思う。

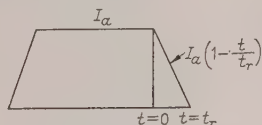
3. 逆弧責務と逆弧理論

逆弧責務と逆弧の関係については、すでに多くの人人によって論じられているが、^{(1)~(4)}ここではDanders氏およびLudwig氏の理論をもとにして若干考察を行ってみる。

まず、逆弧責務 B について考えると上述のように

$$B = N_{er} e_{ii} \dots \dots \dots (1)$$

このうち e_{ii} は水銀整流器回路方式、電圧によって決定されるが、 N_{er} はこれらのほかに回路定数、電流、制御率、温度、器そう各部構造の関数であって、まずこれを決定する必要がある。



第1図 陽極電流波形

Ludwig 氏⁽⁶⁾によれば、陽極電流 I_a の転流時の波形を第1図のように仮定すると、 N_{er} と転流開始前の荷電体密度 N_{eb} の関係は次式で示される。

$$N_{er} = N_{eb} \varepsilon^{-t_r/\tau_b} \left[1 - \frac{lm}{\tau_b} \Sigma(0) + \frac{lm}{\tau_b} \Sigma(1) \right]^{1/lm} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $l = U_{0\infty}/U_{02}$ 、 $U_{\mu\nu}$: μ 状態と ν 状態の電位差、0 状態は中性の状態、 ∞ 状態は電離状態を示す。その他の数字は、それぞれの励発状態を示す。 $m = (2 - \zeta_0)/(1 - \zeta_0)$ 、 ζ_0 : 移動度と E/N の関係式に含まれる定数、⁽⁶⁾ E : プラズマ中の電界強度、 N : 陽極付近の水銀蒸気密度、 $\alpha = lm\tau_r/\tau_b$ 、 τ_b : 転流開始前の荷電体寿命

$$\Sigma\left(\frac{t}{t_r}\right) = -t_r \varepsilon^{\alpha} \int Z^{lm \varepsilon^{-\alpha Z}} dZ$$

$$Z = \left(1 - \frac{t}{t_r}\right), \quad (\varepsilon: \text{自然対数の底})$$

ゆえに

$$\Sigma(0) - \Sigma(1) = -t_r \varepsilon^{\alpha} \int_0^1 Z^{lm \varepsilon^{-\alpha Z}} dZ$$

$\alpha \gg 1$ の場合、すなわち $lm\tau_r/\tau_b \gg 1$ の場合には

$$N_{er} \approx \frac{\{(lm)!\}^{1/lm}}{lm} N_{eb} \frac{\tau_b}{t_r} \dots \dots \dots (3)$$

一方、 N_{eb} 、 τ_b は次式のように表わされる。

$$N_{eb} = I_a f(N, \sigma, I_a) \dots \dots \dots (4)$$

$$\tau_b = \phi(N, \sigma', I_a) \dots \dots \dots (5)$$

ただし、 σ, σ' : 水銀整流器構造によって決まる定数、 N : 陽極付近の水銀蒸気密度

(3) 式において

$$\frac{\{(lm)!\}^{1/lm}}{lm} = A \dots \dots \dots (6)$$

とおき、(2) 式において $\alpha \gg 1$ にならない場合の補正係数 k を考えて (2) 式を

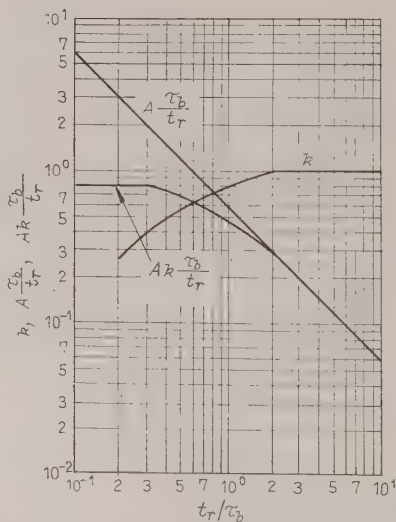
$$N_{er} = Ak N_{eb} \frac{\tau_b}{t_r} \dots \dots \dots (7)$$

とおく。

(7) 式に (4)、(5) 式を代入すると

$$N_{er} = Ak \frac{I_a}{t_r} f(N, \sigma, I_a) \phi(N, \sigma', I_a) \dots (8)$$

$A\tau_b/t_r$ 、 k および $Ak\tau_b/t_r$ の値は Danders 氏⁽¹⁾により第2図のように計算されている。ただし、本計算においては、 $l=1.17$ 、 $m=7/3$ 、 $lm=2.73$ にとっている。



第2図 $A\frac{\tau_b}{t_r}$ 、 k 、 $Ak\frac{\tau_b}{t_r}$ の値

次に関数 f および ϕ の内容について検討する。水銀イオンの平均自由行程 λ_i と陽極一格子間の距離 $2d$ との相対的な大きさにより、 $\lambda_i \ll 2d$ の場合は拡散理論により、 $\lambda_i \gg 2d$ の場合は Tonks-Langmuir の理論によって計算すべきである。したがって、まず実際の水銀整流器の運転状態がどの領域にあるかについてだいたいの目安を得る意味で、次のように仮定して計算してみる。

25°C, 1 mmHg の状態に換算した水銀の中性分子の平均自由行程は $2.55 \times 10^{-3} \text{ cm}^{(8)}$ であるので, いま水銀イオンと水銀中性分子との平均自由行程は等しいと考え, かつ陽極—格子間の水銀蒸気圧が器底部分の温度に相当する飽和水銀蒸気圧に等しいと仮定し, また陽極温度を約 500°C とすると,

器底温度 60°C のとき

$$\lambda_i = 2.55 \times 10^{-3} \times \frac{773}{298} \times \frac{1}{0.0265} = 0.25 \text{ cm}$$

器底温度 40°C のとき

$$\lambda_i = 2.55 \times 10^{-3} \times \frac{773}{298} \times \frac{1}{0.0065} = 1.015 \text{ cm}$$

通常陽極—格子間の距離 $2d$ は 1~2 cm であるので, 60°C のときは拡散理論の領域に近いが, 40°C のときは $\lambda_i \approx 2d$ となり, ちょうど中間の領域となる。 $\lambda_i \gg 2d$ なる Tonks-Langmuir 理論の適用範囲では, Ludwig 氏の理論に基づいて計算すると

$$f(N, \sigma, I_a) = N_{eb}/I_a = \frac{q_f}{e} \left(\frac{1}{N_1 U_{01} A_{01} f_{01}} \right)^{1/m} \\ \times \left(\frac{A_{0\infty} f_{0\infty}}{s_0} \sqrt{\frac{m_i}{2e}} \right)^{1/lm} (b_{e0})^{1/m-1} \\ \times (2d)^{1+1/lm} (U_{eb})^{-1/2m} (N)^{1/lm} \dots (9)$$

$$U_{eb} = \frac{0.434 U_{0\infty}}{C_2 + \log(Nd)}, C_2 = \log \left(\frac{2 A_{0\infty} f_{0\infty}}{s_0} \sqrt{\frac{m_i}{2e}} \right)$$

$$\phi(N, \sigma', I_a) = \tau_b = \frac{1}{s_0} \sqrt{\frac{m_i}{2e}} \frac{2d}{\sqrt{U_{eb}}} \dots (10)$$

ゆえに

$$f(N, \sigma, I_a) \phi(N, \sigma', I_a) = N_{eb} \tau_b / I_a \\ = \frac{q_f}{e} \left(\frac{1}{N_1 U_{01} A_{01} f_{01}} \right)^{1/m} (A_{0\infty} f_{0\infty})^{1/lm} \\ \times (b_{e0})^{1/m-1} \left(\frac{1}{s_0} \sqrt{\frac{m_i}{2e}} \right)^{1+1/lm} (2d)^{2+1/lm} \\ \times (U_{eb})^{-1/2-1/2m} (N)^{1/lm} \dots (11)$$

ただし, U_{eb} : 転流開始前の電子温度を等価電圧で示したもの, すなわち 11,600°(K) = 1(V), q_f : 陽極—格子間の空間の断面積と格子穴の全断面積の比 (通常 2~4), e : 電子の電荷量 $1.601 \times 10^{-19} \text{ Q}$, m_i : 水銀イオンの質量, N_1 : 0°C, 1 mmHg における分子密度 $= 3.54 \times 10^{16} \text{ 個/cm}^3 \cdot \text{トール}$, $A_{\mu\nu}$: μ 状態と ν 状態の分子の衝突確率を示す式の定数, $f_{\mu\nu}$: μ 状態と ν 状態の分子の衝突確率を示す式における電子温度 U_{eb} の関数, $f_{\mu\nu}$ におよぼす電子温度の影響については Ludwig 氏⁽⁶⁾にて示されているが, 比較的その影響は少なく, だいたい定数とみなしうる。

$b_{e0} = b_e \frac{N}{N_1} \left(\frac{N_1 E}{N} \right)^{\zeta_e}$, ⁽⁶⁾ b_e : 電子の移動度, $\left(\frac{N_1 E}{N} \right)$ が大なるとき, すなわち N が小さく, Tonks-Langmuir 理論の領域では $\zeta_e \approx 0.25$, 拡散理論の領域では $\zeta_e \approx 0.5$ となる。 s_0 : Tonks-Langmuir 理論の定数で 0.7722

なお Tonks-Langmuir 理論の領域では, Ludwig 氏⁽⁵⁾ は, $U_{01} = 5.05 \text{ V}$, $A_{01} = 1.2 \times 10^{-7}$, $f_{01} = 0.6$ 一定, $l = 2.055$, $m = 7/3$, $U_{0\infty} = 10.38 \text{ V}$, $A_{0\infty} = 6 \times 10^{-8}$, $f_{0\infty} = 0.7$ 一定, $b_{e0} = 5 \times 10^5$ として計算している。ただし単位は, 長さはセンチメートル, 時間は秒, 電圧はボルト, 圧力はトールにとっている。

$\lambda_i \ll 2d$ なる拡散理論の適用範囲では, Ludwig 氏⁽⁵⁾によれば

$$f(N, \sigma, I_a) = N_{eb}/I_a = \frac{2 dq_f}{e b_{e0}} \sqrt{\frac{N}{N_1 E}} \dots (12)$$

$$\phi(N, \sigma', I_a) = \tau_b = \frac{16 d^2 (1 + H_b)^2}{D_{ab} \pi^2 (1 + 9.38 d^2 / R^2)} \dots (13)$$

$$D_{ab} = \frac{N_1 b_{i0} U_{eb}}{N} \sqrt{\frac{N}{N_1 E}} \dots (14)$$

ゆえに

$$\tau_b = \frac{N 16 d^2 (1 + H_b)^2}{N_1 b_{i0} U_{eb} \pi^2 (1 + 9.38 d^2 / R^2)} \sqrt{\frac{N_1 E}{N}} \dots (15)$$

なお, これらの式の誘導にあたっては, 陽極—格子空間の荷電体密度は, 軸方向には余弦関数, 半径方向には 0 次のベッセル関数の分布をなすとし, 壁における電荷密度が 0 でないことの補正として H_b なる補正係数を用い, たとえば半径方向では, 半径の $(1 + H_b)$ 倍のところで電荷密度が 0 となるとしている。

(12)~(15) 式より

$$f(N, \sigma, I_a) \phi(N, \sigma', I_a) = N_{eb} \tau_b / I_a \\ = \frac{3.24 q_f (1 + H_b)^2}{e b_{e0} N_1 b_{i0} (1 + 9.38 d^2 / R^2)} d^3 (U_{eb})^{-1} N \dots (16)$$

ただし, $b_{i0} = b_i \frac{N}{N_1} \left(\frac{N_1 E}{N} \right)^{\zeta_i}$

b_i : 水銀イオンの移動度, なお Ludwig 氏⁽⁵⁾によれば $b_{i0} = 1,900$, $\zeta_i = 0.5$, $b_{e0} = 7.5 \times 10^5$ にとっている, R : 陽極—格子空間の半径 (cm)

以上の考察により, ある一つの水銀整流器については, だいたい次のように置くことができる。すなわち,

$\lambda_i \gg 2d$ するとき

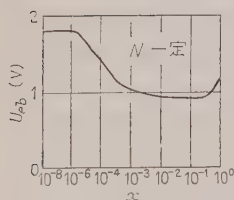
$$f(N, \sigma, I_a) \phi(N, \sigma', I_a)$$

$$\begin{aligned} &\approx K_1(U_{eb})^{-1/2-1/2m(N)^{1/lm}} \\ &= K_1(U_{eb})^{-0.714}(N)^{0.208} \dots\dots\dots(17) \end{aligned}$$

$\lambda_i \ll 2d$ するとき

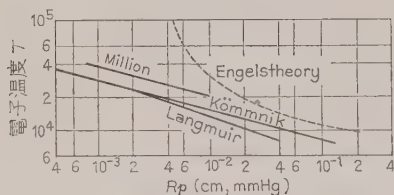
$$f(N, \sigma, I_a)\phi(N, \sigma', I_a) = K_2(U_{eb})^{-1} N \dots\dots\dots(18)$$

ただし, K_1, K_2 : 定数



第3図 U_{eb} と x の関係

また蒸気密度 N との関係については、青木氏⁽⁸⁾がいろいろの研究者の実験結果を取りまとめられ、第4図のような電子温度を管の半径と圧力の積の関数として示されている。これらの関係より電流の増加とともに電離度も蒸気密度もいずれも増大するので、 U_{eb} は電流の増加とともに減少する。



第4図 電子温度と Rp の関係

したがって (17), (18) 式より明らかなように、 $f(N, \sigma, I_a)\phi(N, \sigma', I_a)$ の積は、冷却条件が一定の場合は当然電流とともに増加するものであり、特に $\lambda_i \ll 2d$ なる拡散理論の領域では、その影響が著しい。結局 (1), (8), (17), (18) 式および $\frac{I_a}{I_r} \approx \left(\frac{dI_a}{dt}\right)_{t=t_r}$ なる関係を用いると、

$\lambda_i \gg 2d$ の場合は

$$B = K_3 \left(\frac{dI_a}{dt}\right)_{t=t_r} e_{ik}(U_{eb})^{-0.714}(N)^{0.208} \dots\dots\dots(19)$$

$\lambda_i \ll 2d$ の場合は

$$B = K_4 \left(\frac{dI_a}{dt}\right)_{t=t_r} e_{ik}(U_{eb})^{-1} N \dots\dots\dots(20)$$

となる。ただし、 $K_3 = AK_1$, $K_4 = AK_2$

(19), (20) 式より明らかなように、逆弧責務 B は、水銀整流器の外部回路の定数、電圧で決まる $\left(\frac{dI_a}{dt}\right)_{t=t_r}$ 、 $\times e_{ik}$ のほかに水銀整流器の構造、冷却条件、陽極電流 I_a に支配される要素を含むもので、特に k の値は内

部、外部の両条件により影響されるものである。

Danders 氏⁽¹⁾ は通常の運転状態では $t_r/\tau_b \gg 1$ と考えられるので、 $k \approx 1$ であり、したがって k を外部回路で支配されるものに含め、 B のうち外部回路で決まる部分を B_E と表わし

$$B_E = \left(\frac{dI_a}{dt}\right)_{t=t_r} e_{ik} \dots\dots\dots(21)$$

とおき、 $t_r/\tau_b \gg 1$ のときは $k \approx 1$ で電流が減少し、 $t_r/\tau_b < 2.5$ の場合に第2図にしたがって補正を行うことにしている。著者も実用的にこの方法で支障ないものと思う。以下この B_E を回路責務と呼ぶことにする。

問題は内部状態によって支配される項の取り扱いである。 U_{eb} の電離度 x による影響は比較的少ないと考え、これも蒸気密度 N だけの関数とすると、内部状態により支配される項は N だけの関数となり、これを $G(N)$ と表わすと、 B は次式のようにになる。

$$B = B_E G(N) \dots\dots\dots(22)$$

一方、水銀整流器の陽極近傍の蒸気圧が器そのもののいかなる部分の温度で決まるかは、単極形、多極形、水冷式、風冷式など形式およびその構造によって異なるもので、水冷式多極形については器底部分の温度にはほぼ比例するとの報告⁽⁹⁾があり、また Ludwig 氏⁽⁵⁾ は風冷式多極形につき器そのもののいちばん直径の大きい部分の器壁温度を考慮しているが、一般にははっきりしていない。一応、この陽極部水銀蒸気圧を支配する部分の温度を以下器底温度と呼ぶことにし、これを $\theta^\circ\text{C}$ と仮定すると、一つの整流器については U_{eb} も N も $\theta^\circ\text{C}$ と I_a との関数と考えられる。すなわち、この関数を $F(\theta, I_a)$ とすると

$$B = B_E F(\theta, I_a) \dots\dots\dots(23)$$

となる。さらに冷却条件、たとえば水冷式の場合は入水温度と水量、風冷式の場合は冷却空気温度と風量を一定とすると、 $\theta^\circ\text{C}$ も I_a の関数となり、結局一つの水銀整流器につき、かつ冷却条件一定と考えると、内部状態により支配される項は I_a だけの関数となる。これを $\Phi(I_a)$ と表わすと冷却条件一定の場合、結局、 B は次式のように表わされる。

$$B \approx B_E \Phi(I_a) \dots\dots\dots(24)$$

4. 逆弧責務と逆弧ひん度

逆弧責務と逆弧ひん度との関係は、Danders 氏⁽¹⁾ Wasserrab 氏⁽²⁾ Kingdon 氏⁽³⁾ らで述べられているとおり、確率現象に関する Poisson の公式を適用し、通常の使用範囲では、逆弧ひん度 W は次式で示される。

$$W = CB^{n_1} \quad (\text{ただし } C, n_1: \text{定数}) \dots\dots (25)$$

この関係式の定数を求めるには、周知のように、逆弧等価試験装置が用いられる。すなわち通常の運転では、逆弧ひん度はたとえば6陽極を有する多極形では、1タンクあたり1年1回以下が要求される。したがって、かかる僅少な逆弧ひん度の状態で試験することは電力的にも時間的にも不可能であるので、逆弧等価試験装置により、通常の運転時より著しく逆弧責務 B の値の大きいところで試験し、逆弧ひん度を増大させ、その測定点より、(25)式の関係により、 B の値の小さい通常運転時の逆弧ひん度 W の値を推定する。

逆弧等価試験についての詳細は省略するが、逆弧等価試験装置において低圧電流電源から流す電流は(22)式の $G(N)$ を定めるものであり、高圧電源より流す電流および印加電圧は(22)式 B_E を定めるものである。もちろんこのようにはっきり分離しうるものではないが、実用上このように考えてさしつかえない。一方(23)式より明らかなように、蒸気密度 N は θ, I_a の関数である。 θ は3章に述べたように器そうのいか

なる部分の温度を一定にすれば一定になるかははっきりしないが、一応 Ludwig 氏のように、風冷式多極形の場合器そう直径の最大部の器壁温度、水冷式多極形の場合器底部分の温度によりほぼ支配されると考え、実際の逆弧等価試験の場合には、これらの部分の温度および低圧電源から流す電流値を一定に保ち、高圧電源の電圧および回路定数で決まる B_E を変化させて測定を行う。測定結果の一例は第5図に示すとおりである。

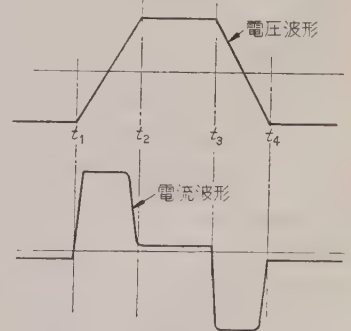
図でも明らかなように、実際の運転状態の B_E の値は図で B_{EA} と示した付近であり、逆弧等価試験で行った B_E の値は図の B_{EB} と示した値より高い値である。

負荷電流がほぼ一定の場合には、この逆弧等価試験の1本の直線で実際運転時の逆弧ひん度がはっきり定まるので問題ないが、通常、電動力应用の場合でも電鉄用の場合でも負荷電流は変動するので、これらの場合いかにして逆弧ひん度を算定するかが問題となる。

5. 逆弧ひん度算定についての考察

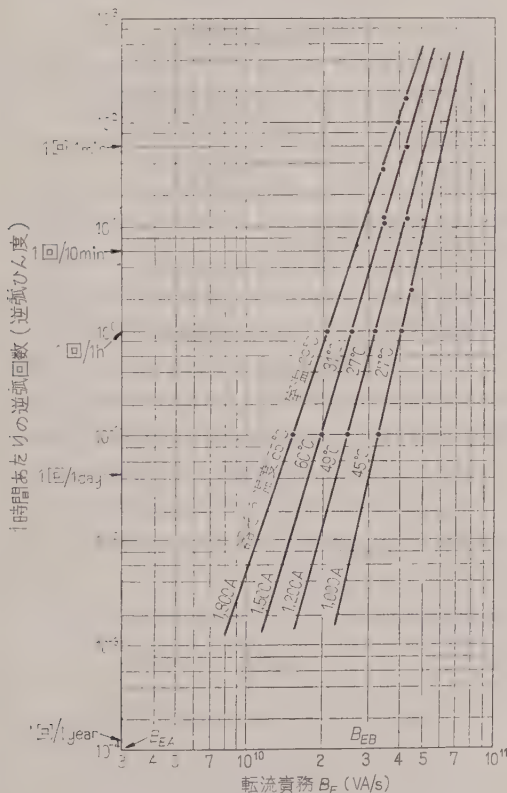
変動負荷の場合、逆弧等価試験装置による試験結果より、実際運転中の逆弧ひん度を算定する方法については、Wasserrab 氏⁽¹⁰⁾および Dander 氏⁽¹¹⁾の論文に述べられている。Wasserrab 氏は回路責務 B_E の平均値を求め、その平均値に対する逆弧ひん度を求める方法を提案しているが、電動力应用の場合のように、電流とともに制御率が変化するものではこの方法は不便である。Danders 氏が提案しているように、負荷の各時点における B_E の値を求め、その B_E に対応する逆弧ひん度 W の値を逆弧等価試験結果より求め、 W について平均値を求めるほうが実用的であり、かつ合理的である。

電動力应用の場合の電圧、電流の一例は第6図のようである。すなわち電圧、電流とも一定の波形の周期的くり返しの場合が多い。このような場合、各時点における B_E の値は計算により簡単



第6図 電圧、電流波形

に求められるが、問題は $G(N)$ すなわち 蒸気密度をどう考えるかである。



第5図 封じ切り風冷式多極水銀整流器の
直流電流と逆弧特性
(120° 電気角通電全冷却)

風冷式封じ切り整流器の場合は通常、器底部分の温度を検出し、これが一定温度になったとき、送風機を運転または停止する方式が取られる。

したがって負荷が軽くて、送風機が運転、停止をくり返し、器底部分の温度がほぼ送風機の運転開始温度付近に保たれる場合と、負荷が重く、送風機が全速運転を継続しても器底温度が送風機の運転開始温度より上昇する場合の2とおりがある。

以下この二つの場合に分け、前者の負荷領域を(A)の領域、後者の負荷領域を(B)の領域と称することにする。

一つの水銀整流器の逆弧責務 B は、(22) 式により $B \approx B_R G(N)$ である。第4図より明らかなように U_{eb} は N の増大とともに低下するので(19)式および(20)式における $(U_{eb})^{-0.714}$ および $(U_{eb})^{-1}$ はいずれも N の増大とともに増加する。すなわち簡単のため

$(U_{eb})^{-0.714} \propto N^{\delta_1}$, $(U_{eb})^{-1} \propto N^{\delta_2}$ とおくと、 $\delta_1 > 0$, $\delta_2 > 0$ となる。したがって、

$$\lambda_i \gg 2d \text{ のときは (19) 式より} \\ G(N) = G_1(N) = K_5 N^{0.208 + \delta_1} \dots\dots\dots (26)$$

$$\lambda_i \ll 2d \text{ のときは (20) 式より、} \\ G(N) = G_2(N) = K_6 N^{1 + \delta_2} \dots\dots\dots (27)$$

ただし、 K_5 , K_6 : 定数

陽極部の水銀蒸気密度 N , その部分の蒸気圧 P , その部分の絶対温度を T とすると

$$N \propto p/T \dots\dots\dots (28)$$

まず陽極部の絶対温度 T について考察する。陽極部からの熱放散をふく射だけと考えると

$$\eta_1 I_a V_B = \beta \{ (T)^4 - (T_0)^4 \} \dots\dots\dots (29)$$

ただし、 η_1 , β : 定数, V_B : アーク電圧,

T_0 : 室温を絶対温度で示したもの

$$\left. \begin{aligned} \text{一般に } T^4 \gg T_0^4 \\ \text{かつ } V_B \approx K_7 + K_8 I_a \quad (K_7, K_8: \text{定数}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (30)$$

(29), (30) 式より

$$T = K_9 (I_a + K_{10} I_a^2)^{1/4} \dots\dots\dots (31)$$

(31) 式より近似的に次のようにおく

$$T = K_{11} I_a^{1/4(1+\omega)} \dots\dots\dots (32)$$

次に陽極部の蒸気圧 p であるが、これは3章にも述べたように、正確には器そう内のいずれの部分の温度により決まるかははっきりしないが、一応器底部分の器壁温度 $\theta^\circ\text{C}$ に対応する飽和水銀蒸気圧と仮定する。以下前述の(A)および(B)の領域に分けて考察する。

(5.1) (A) の領域の陽極近傍の水銀蒸気密度

(A) の領域では、送風機は運転および停止をくり返し、器底温度はだいたい送風機の運転開始温度付近に保たれる。したがって θ はほぼ一定となり、 p もほぼ一定である。ただし、負荷が比較的多いときは、送風機の平均運転時間が長く、比較的小さいときは送風機の平均運転時間が短い。前者の場合は器底温度が送風機の運転開始温度に近く、後者の場合は運転開始温度より若干低い運転停止温度に近くなる。したがって、正確にいえば I_a が多いときは若干 p が高く、 I_a が少ないときは若干 p が小さい。しかしながら、一方、陽極部の絶対温度は(32)式により I_a とともに増加する。したがって p/T で示される蒸気密度 N はだいたい一定となり、この(A)の領域では、実用的には蒸気密度 N は陽極電流には無関係と考えることにする。

(5.2) (B) の領域の陽極近傍の水銀蒸気密度

(B) の領域では送風機は全速運転を続けているので、冷却空気の温度 $\theta_0^\circ\text{C}$ を一定とすれば、冷却条件は一定と考えてよい。器壁からの放熱は器壁温度と冷却空気の温度差に比例するとすると

$$\eta_2 I_a V_B = \beta' (\theta - \theta_0) \quad (\eta_2: \text{定数}) \dots\dots\dots (33)$$

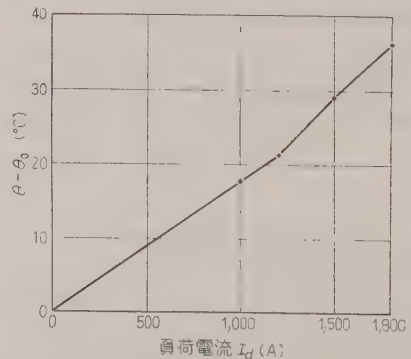
β' は器壁の放熱係数に比例するもので風速の影響を受けるが、いまの場合送風機は全速運転であるので一定と考えてよい。(32), (33) 式より次式を得る。

$$\theta - \theta_0 \approx K_{12} I_a^{1+\omega} \quad (K_{12}: \text{定数}) \dots\dots\dots (34)$$

第5図の場合の実験結果では、器そう直径の最大部の器壁の温度上昇 $(\theta - \theta_0)$ と、直流負荷電流 I_a の関係は第7図のとおりである。

本測定結果より ω を求めると 0.1~0.3 となる。

この値は水銀整流器によりアーク電圧の特性が異なるので、一般的にはいえないが、通常ある値以上の電流値ではアーク電圧はあまり電流の影響をうけな



第7図 I_a と $(\theta - \theta_0)$ の関係
(●印は測定点)

いで、 $\omega=0.1\sim0.3$ なる値はだいたい妥当と思われる。

次に器壁の内外部の温度差は一応無視し、 θ と水銀の飽和蒸気圧の関係について考察する。この関係式として、実験式として⁽⁸⁾ 次のようなものがある。

$$\log p = K_{13} - \frac{K_{14}}{T} - K_{15} \log T + K_{16} T \quad (35)$$

ただし、 $K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}$: 定数、 T : 絶対温度、すなわち $\theta + 273^\circ\text{K}$ である。

(35) 式は複雑な形をしているが、 $40\sim60^\circ\text{C}$ の送風機が回転し続ける負荷の範囲では、

$$\log_{10} p \approx \frac{\log \varepsilon p}{2.3} \approx 0.03 \theta + K_{17} \quad (K_{17}: \text{定数}) \quad (36)$$

したがって

$$p = K_{18} \varepsilon^{0.069 \theta} \quad (K_{18}: \text{定数}) \quad (37)$$

(37) 式に (34) 式を代入し

$$\begin{aligned} p &= K_{18} \varepsilon^{0.069 \{ \theta_0 + K_{12} I_a^{(1+\omega)} \}} \\ &= K_{19} \varepsilon^{0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)}} \quad (K_{19}: \text{定数}) \\ &= K_{19} \left[1 + 0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)} \right. \\ &\quad + \frac{1}{2!} \{ 0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)} \}^2 \\ &\quad \left. + \frac{1}{3!} \{ 0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)} \}^3 + \dots \right] \dots (38) \end{aligned}$$

$K_{12} I_a^{(1+\omega)}$ の値は (34) 式より $\theta - \theta_0$ であるので、この $\theta - \theta_0$ と (38) 式における p の各項の値の関係を求めると第 1 表のようになる。

第 1 表より、 p の値につき 10% までの誤差を許容するとすれば、 $\theta - \theta_0 \leq 25^\circ\text{C}$ の範囲においては (38) 式の右辺は第 4 項までをとればよいことになる。いま θ_0 として JEC-133 による冷却空気の最高温度 40°C を考えるものとする。電動力応用に使用する場合、一般に比較的転流責務が大きいのであまり器そう温度をあげることはできず、たとえば当社の場合、最高許

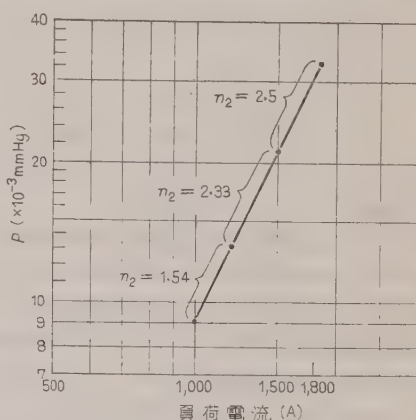
容器そう温度は約 60°C であり、だいたい $\theta - \theta_0 \leq 25^\circ\text{C}$ の範囲にはいるものと考えてさしつかえない。

したがって、(38) 式において 4 乗以下の項を無視すると

$$p \approx K_{19} + K_{20} I_a^{(1+\omega)} + K_{21} I_a^{2(1+\omega)} + K_{22} I_a^{3(1+\omega)} \quad (39)$$

ただし、 K_{20}, K_{21}, K_{22} : 定数

第 5 図の試験結果において、負荷電流と器底温度に対



第 8 図 I_a と p の関係

応する飽和蒸気圧の関係を求めると第 8 図のようになる。この曲線において $p = K_{23} I_a^{n_2}$ として n_2 を求めると図示のように I_a の増すほど n_2 の値は大きくなり、だいたい (39) 式の関係があることがうかがわれる。

結局 (28), (32), (39) 式の関係より

$$N = K_{24} I_a^{-1/4(1+\omega)} + K_{25} I_a^{3/4(1+\omega)} + K_{26} I_a^{7/4(1+\omega)} + K_{27} I_a^{11/4(1+\omega)} \dots (40)$$

ただし、 $K_{24}, K_{25}, K_{26}, K_{27}$: 定数

この (40) 式の関係をもそのまま用いて、 I_a の逆弧ひん度 W におよぼす影響を求めることは實際上やっかいで実用的でない。したがって理論的には正確は欠く

第 1 表 $\theta - \theta_0$ と (38) 式 p の各項の値との関係

$\theta - \theta_0$	$0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)}$	$\frac{1}{2!} \{ 0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)} \}^2$	$\frac{1}{3!} \{ 0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)} \}^3$	1 + (左記 3 項の和)	$\varepsilon^{0.069 K_{12} I_a^{(1+\omega)}}$
5	0.345	0.0595	0.0068	1.4113	1.412
10	0.690	0.2375	0.0546	1.9821	1.994
15	1.035	0.536	0.185	2.756	2.815
20	1.380	0.953	0.440	3.773	3.975
25	1.725	1.490	0.857	5.072	5.610
30	2.070	2.150	1.480	6.700	8.925
35	2.415	2.920	2.350	8.685	11.188

が、実際に必要な I_a の比較的狭い範囲だけを対象として

$$N = K_{28} I_a^\xi \quad (K_{28}: \text{定数}) \quad \dots\dots\dots (41)$$

とおき、のちに試験結果よりこのように置くことの妥当性および ξ の値について検討することにする。なお ξ の値は第1表または第8図よりも明かなように、 I_a の大きい範囲を対象とするほど大きくなる。

これを (26), (27) 式に代入すると次式を得る。

$\lambda_i \gg 2d$ のとき

$$G(N) = K_{29} I_a^{(0.208 + \delta_1)\xi} \approx K_{29} I_a^{0.4\xi} \quad \dots\dots\dots (42)$$

$\lambda_i \ll 2d$ のとき

$$G(N) = K_{30} I_a^{(1 + \delta_2)\xi} \approx K_{30} I_a^{1.2\xi} \quad \dots\dots\dots (43)$$

ただし、第4図より δ_1, δ_2 を約 0.2 と考えた。

したがって (24) 式における $\Phi(I_a)$ は $K_{29} I_a^{0.4\xi}$ または $K_{30} I_a^{1.2\xi}$ なることが推定される。

(5.3) (A) の領域における逆弧ひん度の算定

(A) の領域における逆弧ひん度の算定は比較的容易であり、低圧温度上昇試験より、夏季に推定される最高気温時送風機が運転停止をくり返す最大電流値を求め、この電流を逆弧等価試験装置の低圧電流電源より流し、逆弧ひん度 W と B_E の関係を求める。この関係曲線を今後 (A) 領域における逆弧特性曲線と呼ぶ。

実負荷の平均値がこの範囲にあるときは、実負荷の各時点における B_E の値を (44) 式より求め、その各 B_E に対する W の値を上記の (A) 領域における逆弧特性曲線より求め、その W の値を1周期について平均し、その平均値を W_m とすればこれが求める逆弧ひん度となる。

B_E (VA/s)

$$= N_{gon} (\text{kW}) u \frac{\sin^2 \alpha + 4 \beta g_x [\cos \alpha - \beta g_x]}{4 g_x} k \quad \dots\dots\dots (44)$$

ただし、 $N_{gon} = E_{g0} I_{gn}$, E_{g0} : 等価無負荷直

流電圧, I_{gn} : 直流定格電流, $u = \left(\frac{8 \pi^2 f}{p} \right) \times$

10^3 , f : 電源周波数, p : 直流電圧の脈動数 (相数), $\beta = I_g / I_{gn}$, I_g : 直流電流, g_x : 転流リアクタンスによる直流電圧降下分, α : 制御角

(5.4) (B) の領域における逆弧ひん度の算定

(B) の領域では (5.2) 節に述べたように

$$\lambda_i \gg 2d \text{ のとき } B \approx K_{29} B_E I_a^{0.4\xi} \quad \dots\dots\dots (45)$$

$$\lambda_i \ll 2d \text{ のとき } B \approx K_{30} B_E I_a^{1.2\xi} \quad \dots\dots\dots (46)$$

すなわち B を考慮する場合、 I_a の蒸気密度におよぼす影響を考慮しなければならない。(45), (46) 式の

I_a を含む項は、その瞬時値が問題となるのではなく、蒸気密度 N を支配するいわば平均値が問題となる。以後、負荷電流の平均値という意味で I_a の代わりに I_a を用いることにする。

この (B) の領域における逆弧ひん度を逆弧等価試験の結果を用いて算定する場合、低圧電流電源よりの電流および器底温度をパラメータとして非常に多くの測定を行い、あらゆる平均電流および器底温度の場合の B_E と W との関係が求められていれば、これを用いて一般の負荷時の逆弧ひん度を算定することは、原理的には可能ではあるが、各器種のものにつき、かかる試験を行うことは實際上不可能である。

したがって実用的に比較的簡単な一つの方法は、すべての負荷状態で予想されるもっとも蒸気密度の高くなる状態、たとえば一器種のものにつき、その熱的に可能な最大電流 I_a および夏季到達されると考えられる最高の器底温度の場合の W と B_E の関係曲線を逆弧等価試験より求める。この曲線をその器種の特性曲線と考え、この特性曲線により負荷の各時点の B_E に対応する W を求め、これを1周期について平均して平均逆弧ひん度を求める方法である。この場合は上述のことから明かなように、1周期にわたる平均制御率が大きく、したがって負荷電流の平均値が比較的少ない場合は、平均の蒸気密度が低いため、たとえばこの方法により水銀整流器の器種およびその必要台数を選定すれば、相当に安全率の大きな余裕のあるものとなり、一方、平均制御率が少なく、比較的平均負荷電流の大きい場合は、安全率の少ない余裕のないものとなる。もちろん負荷の重要度によっても安全率を変える必要があるが、一応、逆弧ひん度の算定の基本方式としてはほぼ同一の安全率が得られる方式を確立すべきである。

I_a の B におよぼす影響は、(45), (46) 式において求められたが、これを第5図の実測結果より検討する。なお本水銀整流器では 1,000 A 以上は (B) の領域に属する。第5図の測定結果では、冷却空気温度が 27°C から 31°C の範囲にわたっているが、一応そのわずかな差を無視し、冷却条件は同一と考える。もちろん送風機はいずれの場合も全速運転を継続している状態で測定したものである。

第5図の測定結果において、6極あたり 1 h に1回逆弧を生ずる点の B_E を求めると第2表となり、6極あたり 10 h に1回逆弧を生ずる点の B_E を求めると第3表となる。この両測定結果において、 $B_E = K_{31} I_a^{n_3}$ において n_3 を求めてみると、表の右欄に示す n_3 の値を得る。 n_3 の値に若干ばらつきがあるが、だいた

第 2 表

低圧電流 (A)	B_E (VA/s)	n_s の値
1,800	$2.1 \times 10''$	-1.275
1,500	$2.65 \times 10''$	
1,200	$3.25 \times 10''$	
1,000	$4.1 \times 10''$	-1.27

第 3 表

低圧電流 (A)	B_E (VA/s)	n^s の値
1,800	$1.55 \times 10''$	-1.39
1,500	$2 \times 10''$	
1,200	$2.55 \times 10''$	
1,000	$3.3 \times 10''$	-1.16

い同じくらいの値を示し、その平均値は -1.193、約 -1.2 を示す。すなわち、同一逆弧ひん度を与える場合 $B_E I^{1.2}$ = 一定なる関係がある。

このように B における I_a の影響が $I_a^{1.2}$ なる形ではいってきたことは、この範囲の電流においては、

(41) 式のような簡略式がだいたい成立することを示している。この場合の (41) 式の ξ の値について検討する。もしこの測定範囲が (45) 式の成立する Tonks-Langmuir 理論の領域とすると、 $0.4\xi=1.2$ より $\xi=3$ となる。また (46) 式の成立する拡散理論の領域とすると $1.2\xi=1.2$ より $\xi=1$ となる。しかしながら本測定の実行された $\theta=40\sim 60^\circ\text{C}$ 付近は、これら二つの領域の中間の領域に属することは既述のとおりで、したがって ξ は 1~3 の間のある値をとることが推定される。

しかしながら上記の理論的考察では、 I_a が増大するほど ξ の値が増加するはずであるが、本測定結果では必ずしも増加せず、だいたい一定値を示している。この原因としては、逆弧等価試験の数個の測定点より引いた特性曲線の引き方の誤差、および器底温度に相当する飽和蒸気圧が必ずしも陽極付近の蒸気圧を示していないための誤差などが考えられるが、後者については目下陽極部蒸気密度の実測を行って再検討すべく準備中である。

以上の考察をもとにして (B) の領域における逆弧ひん度算定の方法につき述べる。

逆弧ひん度 W は (25) 式により、 $W=CBn_s$

(B) の領域では $B=K_{31}B_E I_a^{n_4}$

ただし、(45)、(46) 式より n_4 は $\lambda_i \gg 2d$ のとき 0.4ξ

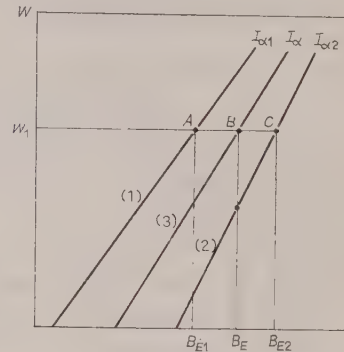
$\lambda_i \ll 2d$ のとき 1.2ξ

ゆえに $W=K_{32}(B_E I_a^{n_4})^{n_1}$ (47)

$\log W = \log K_{32} + n_1 \log B_E + n_1 n_4 \log I_a$... (48)

さて各器種につき夏季予想される最高器底温度において、最大電流を低圧電流源より流して、逆弧等価試験装置により求めた W と B_E の関係曲線を (1) とし、これを (B) 領域における逆弧特性曲線と名づける。第 9 図 (1) にこれを示す。なお曲線 (2) は前述の (A) 領域における逆弧特性曲線である。

(B) 領域の特性曲線の平均負荷電流を I_{a1} 、その曲線において W_1 なる逆弧ひん度を与える回路責務 B_E を B_{E1} とする。

第 9 図 I_a のときの逆弧ひん度算定の方法

いま任意の負荷電流平均値 I_a のときの同一の逆弧ひん度 W_1 を与えるときの回路責務を B_E と仮定する。

これらの関係を (48) 式に代入すると

$$\log W_1 = \log K_{32} + n_1 \log B_{E1} + n_1 n_4 \log I_{a1}$$

$$\log W_1 = \log K_{32} + n_1 \log B_E + n_1 n_4 \log I_a$$

なる 2 式を得る。これらより

$$B_{E1} = B_E \left(\frac{I_a}{I_{a1}} \right)^{n_4} \dots \dots \dots (49)$$

この関係式を用い回路責務が B_E 、負荷電流平均値が I_a なるときの逆弧ひん度は第 9 図の I_a に対応する曲線 (3) を求めないで計算しうる。すなわち、(44) 式から B_E を求め、さらに (49) 式により B_E から B_{E1} を求める。次に (B) 領域の逆弧特性曲線より B_{E1} における逆弧ひん度 W を求めれば、これが負荷電流平均値 I_a 、回路責務 B_E なるときの逆弧ひん度となる。

次に n_4 の値を求めるには第 9 図の (A) 領域における逆弧特性曲線 (2) を用いる。

(2) において W_1 なる逆弧ひん度を与える回路責務を B_{E2} とすると、(49) 式より

$$\frac{B_{E1}}{B_{E2}} = \left(\frac{I_{a2}}{I_{a1}} \right)^{n_4}$$

もちろん第 5 図の測定結果よりも明かなように、 n_4 の値は W_1 のとり方により一定値を示さないが、前述のようにだいたいその平均値、たとえば第 5 図の例

では1.2をとればよい。

6. 実用的逆弧ひん度算定 についての新提案

5章に述べたことより明らかなように、逆弧等価試験の結果より逆弧ひん度を算定する実用的方法として次の案を提案したい。

すなわち各器種のものにつき(A)領域における逆弧特性曲線(2)、および(B)領域における逆弧特性曲線(1)の二つの曲線を逆弧等価試験装置により求める。

次に1周期にわたる負荷電流平均値 I_a を求める。

(1) $I_a \leq I_{a2}$ の場合 逆弧特性曲線(2)により(44)式から求めた B_E に対応する W を負荷電流の各時点について求め、これを1周期について平均すれば求める逆弧ひん度が得られる。

(2) $I_a > I_{a2}$ の場合 まず B_E を(44)式より求め、次に(49)式より B_{E1} を求め、逆弧特性曲線(1)により、 B_{E1} に対応する逆弧ひん度 W を負荷の各時点について求め、これを1周期について平均すればよい。

次に I_a の算定法につきすこし述べる。 I_a の算定には、温度上昇試験における器底部分の温度上昇の時定数が問題になる。

(1) 平均負荷に対しピーク負荷の継続時間が上記時定数より著しく短い場合 この場合は1周期における直流電流の平均値をとりこれを I_a とすればよい。

(2) ピーク負荷の継続時間が時定数より著しく長い場合 この場合はピーク負荷中はピーク負荷平均値を I_a とし、平均負荷中はその平均負荷を I_a とし別に取り扱う。

(3) ピーク負荷の継続時間が(1)および(2)の中間の場合 この場合は厳密には、 I_a は時定数を考慮して、1周期を適当に分け、その各期間ごとの平均電流をとり、それを各期間の I_a と考えるべきであるが、通常は(イ)の場合として取り扱ってもさしつかえないと思われる。

なお Wasserrab 氏⁽¹⁰⁾は、温度上昇の時定数を考慮

する場合、継続時間が5min以下のピーク負荷と、10min以上のピーク負荷に分けて考えるべきことを述べている。

第5図の水銀整流器の場合、低圧温度上昇試験における送風機全速運転中の器底部分の温度上昇の時定数は、約50minである。しかし陰極自体の温度上昇の時定数は通常5~10minであり、一方、陽極の温度上昇の時定数はこれよりはるかに大きいので、急に負荷がかかると、最初陰極水銀の蒸発により陽極付近の蒸気密度が増大し、その後陽極温度の増大とともに次第に陽極付近の蒸気密度が減少する。したがって、負荷後5~10minぐらいに過渡的に陽極付近の蒸気密度が最大になる水銀整流器が多い。これらの過渡的な蒸気密度の変化については、各器種のものについてあらかじめ求めておく必要がある。

7. 結 言

逆弧ひん度の算定には当然負荷電流の蒸気密度 N におよぼす影響を考慮すべきであり、逆弧等価試験装置の試験結果より、実際運転の負荷の場合の逆弧ひん度を算定する場合、これをどのように取り扱うべきかにつき理論的考察をもとにして実用的方法についての新提案を行った。

なお陽極部の蒸気密度と器底温度、負荷電流の関係については、現在特種の蒸気密度測定装置にて実験的に検討中であり、その結果が出ればいずれ発表する予定であるが、この結果により今回の考察の妥当性を再検討するつもりである。

(昭和36年1月12日受付)

文 献

- (1) Max Danders: A. E. G. Mitt. **48**, 588 (1958)
- (2) Th. Wasserrab: Brown Boveri Mitt. **42**, 133 (1955)
- (3) K. H. Kingdon & E. J. Lawton: Gen. Elect. Rev. **42**, 474 (1939)
- (4) Th. Wasserrab: Brown Boveri Mitt. **43**, 92 (1956)
- (5) Ernst H. Ludwig: Z. angew. Phys. **VII**, 17 (1955)
- (6) Ernst H. Ludwig: Z. angew. Phys. **V**, 421 (1953)
- (7) Ernst H. Ludwig: Z. angew. Phys. **V**, 377 (1953)
- (8) 青木: 水銀整流器と放電管 第6章, p. 142 (昭21)
- (9) 久保・叶屋: 電学誌 **64**, 207 (昭19)
- (10) Th. Wasserrab: Brown Boveri Rev. **43**, 467 (1956)

UDC 621.315.1.056.3: 534.838

送 電 線 の 振 動 に 関 す る 考 察*

資料・論文

36-93

正員 伊 東 士 郎†

正員 蔵 石 良 知†

正員 酒 井 長 武†

正員 森 一 太 郎†

1. 緒 言

送電線が微風振動、コロナ振動、ギャロッピングと
呼ばれる各種の振動を起し、電線の疲労断線や金具の
摩耗あるいは線間短絡を生じることがあるのはよく知
られている。しかし、その振動ははなはだ複雑であつ
て実体をはあくすることはきわめて困難である。

筆者らはその解決策の第一歩として、近似的解析に
よつて送電線の振動における周波数と振幅との一般
的な関係を導き、さらにまたギャロッピングが一樣な強
風によつても起りうることを示すとともに、合理的な
近似計算によつてその臨界風速を与えている。なお付
録として、これを解明するのに必要と思われる風速の
垂直分力の測定に便利な風速計を試作して実測に供し
た結果を付記する。

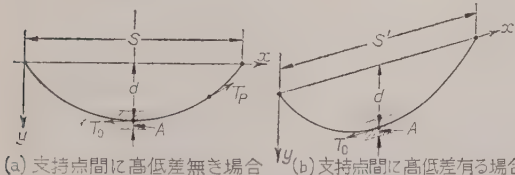
2. 送電線の振動における周波数と
振幅との関係⁽¹⁾

(2.1) 弛度を考慮した送電線の振動方程式 送電
線の単位長重量 σ 、径間長 S 、弛度 d 、垂直変位 y と
し、高低差のない二つの支持点の間に架設された送電
線がパラボラ状に垂れているとして座標を第1図 (a)
のようにとれば、送電線に振動がないときは

$$y = -\frac{4d}{S^2}x(x-S) \dots\dots\dots (1)$$

次に送電線が y 方向にだけ振動しているとして、
その弛度の変化分を $A \sin \omega t$ (A : 振幅、 $\omega = 2\pi f$,
 f : 周波数) とすれば (1) 式から

$$y = -\frac{4}{S^2}(d + A \sin \omega t)x(x-S) \dots\dots (2)$$



(a) 支持点間に高低差無き場合 (b) 支持点間に高低差有る場合

第 1 図 送電線垂直変位説明図

* Studies of Transmission Line Vibration. By S. ITO, Member, R. KURAISHI, Member, O. SAKAI, Member & T. MORI, Member (Asahi Electric Machinery Co.).

† 旭電機株式会社

が成立する。

(2) 式から、次のような関係を導くことができる。
すなわち、振動を始めて時間 t および $(t+dt)$ 後の振
幅をそれぞれ $\pm Z$, $\pm(Z+dZ)$

$$\pm Z = (A \sin \omega t)_t$$

$$\pm(Z+dZ) = (A \sin \omega t)_{t+dt}$$

ただし、 \pm は $\sin \omega t \geq 0$ ならば + 符号、 $\sin \omega t \leq 0$
ならば - 符号をとることとし、任意の P 点における
張力を T_P 、水平張力を T 、特に $Z=0$ のときの水平
張力を T_0 とし、線素の長さを dl とすれば

$$T_P = T \left(\frac{dl}{dx} \right)_{t=t} = T \sqrt{1 + \left(\frac{\partial y}{\partial x} \right)_{t=t}^2}$$

$$= T \left[1 + \frac{16}{S^4} (d \pm Z)^2 (2x-S)^2 \right]^{1/2}$$

$(d \pm Z) \ll S$ として

$$\begin{aligned} & \approx T \left[1 + \frac{8}{S^4} (d \pm Z)^2 (2x-S)^2 \right] \\ & \approx \frac{T_0 d}{d \pm Z} \left[1 + \frac{8}{S^4} (d \pm Z)^2 (2x-S)^2 \right] \end{aligned}$$

..... (3)

$$(dl)_{\pm Z} \approx \left[1 + \frac{8}{S^4} (d \pm Z)^2 (2x-S)^2 \right] dx$$

$$(dl)_{\pm(Z+dZ)} \approx \left[1 + \frac{8}{S^4} (d \pm Z \pm dZ)^2 \right. \\ \left. \times (2x-S)^2 \right] dx$$

したがつて線素の伸び dl_E は

$$\begin{aligned} dl_E &= (dl)_{\pm(Z+dZ)} - (dl)_{\pm Z} \\ &\approx \frac{8}{S^4} (2x-S)^2 [\pm 2(d \pm Z)] dx dZ \dots (4) \end{aligned}$$

したがつて最大位置エネルギーを E_{pt} とすれば

$$\begin{aligned} E_{pt} &= \int_{Z=0}^{Z=\pm A} \int_{x=0}^{x=S} T_0 dl_E \\ &= \int_{Z=0}^{Z=\pm A} \int_{x=0}^{x=S} \frac{T_0 d}{d \pm Z} \left[1 + \frac{8}{S^4} (d \pm Z)^2 \right. \\ & \quad \times (2x-S)^2 \left. \right] d \left[\pm \frac{16}{S^4} (2x-S)^2 (d \pm Z) \right] \\ & \quad \times dx dZ \\ &= \int_{Z=0}^{Z=\pm A} \int_{x=0}^{x=S} \pm \frac{16 T_0 d}{S^4} d (2x-S)^2 dx dZ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{16T_0g}{3S} d \int_0^{\pm A} \pm dZ \\
 &= \frac{16T_0g}{3S} dA \dots\dots\dots (5)
 \end{aligned}$$

次に最大運動エネルギーを E_{kin} とすれば

$$\begin{aligned}
 E_{kin} &= \int_{x=0}^{x=S} \frac{\sigma}{2} \left(\frac{\partial y}{\partial t} \right)_{\max}^2 (dl)_{Z=0} \\
 &= \int_0^S \frac{\sigma}{2} \frac{16}{S^4} \omega^2 A^2 x^2 (x-S)^2 \\
 &\quad \times \left[1 + \frac{8}{S^4} d^2 (2x-S)^2 \right] dx \\
 &= \frac{4}{15} \sigma \omega^2 A^2 \left(1 + \frac{8d^2}{7S^2} \right) \\
 &\approx \frac{4}{15} \sigma \omega^2 A^2 \dots\dots\dots (6)
 \end{aligned}$$

したがって Ritz 氏の方法⁽²⁾により $E_{pt}=E_{kin}$ から

$$\frac{16T_0g}{3S} dA = \frac{4}{15} \sigma \omega^2 A^2 \dots\dots\dots (7)$$

$$\omega^2 \approx \frac{10T_0g}{6S^2} \frac{2d}{A} \dots\dots\dots (8)$$

さらに、弛度の式 $d=\sigma S^2/8T_0$ を代入すれば

$$\omega^2 \approx 2.5 g/A \dots\dots\dots (9)$$

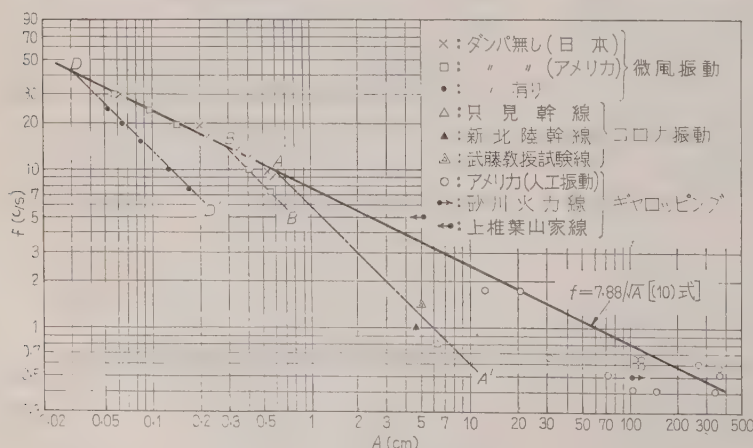
$g=980(\text{cm/s}^2)$ を代入し

$$f=7.88/\sqrt{A} \text{ (ただし } A: \text{cm}, f: \text{c/s}) \dots\dots\dots (10)$$

として表わされる。

(9), (10) 式は S, σ, T などの項を含んでいないから送電線の振動についてこれらの値に無関係に常に成立する。

以上は高低差のない二つの支持点の間に架線された送電線について (9), (10) 式を導いたが、高低差のある二つの支持点の間に架線された送電線の場合には、両支持点を結ぶ長さを S' 、斜弛度を d 、斜弛度の変化分を $A \sin \omega t$ 、斜弛度の切点における張力を T とし、



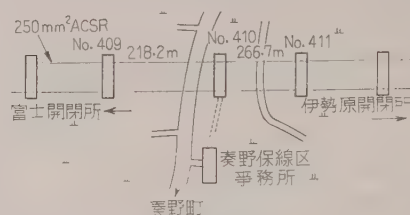
第 2 図 振幅・周波数曲線

斜交軸の座標を第 1 図 (b) のようにとれば同様に (9), (10) 式が導かれる。

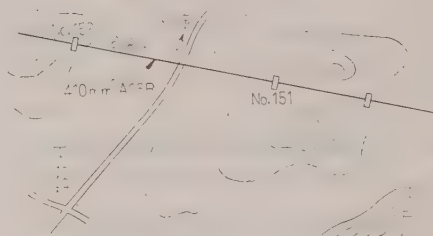
さらに一つの径間にいくつかのループの定在波のある場合には、節点は振動しないから、節点を支持点と考えて一つの径間をループごとに分割して上記の関係を流用することができる。

(10) 式を図示すると第 2 図の実線となる。

(2.2) 微風振動とその振幅 筆者らが昭和 24 年 2 月田代幹線 250 mm² ACSR (神奈川県秦野 No. 409 鉄塔, 第 3 図参照) および昭和 25 年 5 月伊丹姫路線 410 mm² ACSR (兵庫県印南郡平荘村 No. 151 鉄塔第



第 3 図 田代幹線実測地付近図



第 4 図 伊丹姫路線実測地付近図

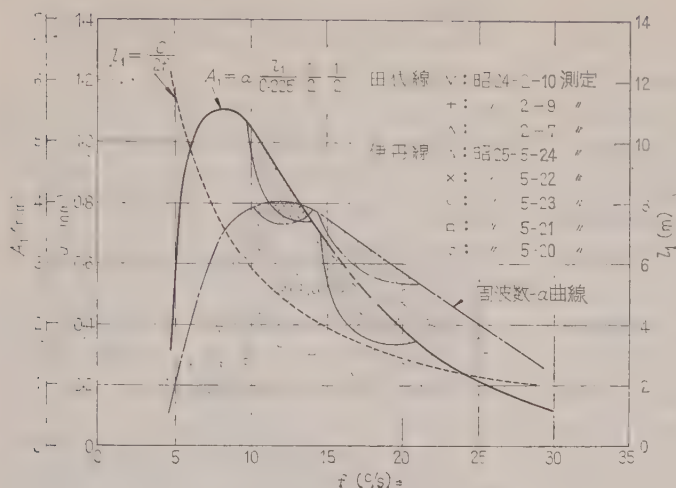
4 図参照)における微風振動を実測した結果を示すと、換振器を用いて測定したクランプ端より 225 mm の点の振幅 (a) 対周波数 (f) の関係は第 5 図のようになる。この実測結果から振動の腹の部分の最大振幅 A_1

を知るために、次のような手順をふむ。

微風振動においては一つの径間にいくつかのループの定在波の存在する場合であるから、前節に言及したように S の代わりにループ長 l_1 とおけばよい。また径間に沿って張力 T は一定とみなせば、振動の一般式から

$$f = \frac{1}{2l_1} C \dots\dots\dots (11)$$

ここに C は伝搬速度で、実測によれば $C=120 \text{ m/s}$ で



第 5 図 微風振動実測結果

あったから (11) 式により実測に現われた範囲の周波数 (f) に対応するループ長 (l_1) を算出した。さらにこの l_1 を用いてクランプ端より 225 mm の点の振幅 (a) の最大値に対して

$$2A_1 = a \frac{l_1}{0.225} \frac{1}{2} \dots\dots\dots (12)$$

によってループ腹部の振幅、すなわち最大振幅 A_1 を算出した。これらの最大振幅 A_1 を第 2 図に \times 印で表わした。

また、アメリカ Mc Nary-Ross 345 kV line における測定記録⁽³⁾ から求めた最大振幅を第 2 図に \square 印で示した。

これらの実測点は振幅の大きくない範囲では前節の計算によって得た同図の実線に沿っており、前節に掲げた筆者らの近似計算式が有用なものであることを意味している。しかし振幅がある値をこすと急に鎖線 AA' または破線 BB' に沿うようになる。 AA' , BB' はともに実線との交点 (図の A , B) における振動エネルギーと等エネルギーになるような点の軌跡

$$fA = \text{const.}$$

であって、これ以上の振幅では振動のエネルギーが鉄塔構造物に吸収され、電線の振動エネルギーはそれ以上にならないことを示すものである。なお、この例では測定結果が実線をはずれてたどる鎖線が、わが国とアメリカの場合で異なるのは、両者の鉄塔構造の相違により鉄塔の振動エネルギーの吸収が異なるためとも考えられる。

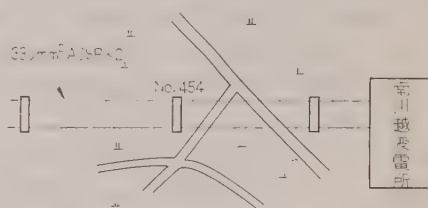
(2.3) コロナ振動とその振幅 筆者らが昭和 34 年 11 月只見幹線 330 mm² ACSR 複導体 (埼玉県南川越変電所付近 No. 454 鉄塔、第 6 図参照) において行

った観測結果を第 2 図に \triangle 印で示した。また阪大七里教授ら⁽⁴⁾ が昭和 29 年 6 月新北陸幹線 430 mm² ACSR (垂井保線区付近 No. 352~354 鉄塔) において観測された結果を第 2 図に \blacktriangle 印で示した。また名工大武藤教授⁽⁵⁾ の試験用送電線において観測された結果を第 2 図に \triangle 印で示した。

これらの点は鎖線 AA' に近い値を示していることが了解されるが、これはまた、振動エネルギーが前述のように鉄塔に吸収されて制限されていることを表わすものである。

(2.4) ギャロッピングとその振幅

Edward, Madeski 氏ら⁽⁶⁾ による人工的なギャロッピングの結果を第 2 図



第 6 図 只見幹線実測地付近図

に \circ 印で示した。またわが国におけるギャロッピングの実例である昭和 29 年 2 月の北海道電力砂川火力 60 kV 送電線,⁽⁷⁾ 昭和 31 年 3 月の九州電力上椎葉山家線⁽⁸⁾ の結果を第 2 図に \bullet , \odot 印で示した。

これらの点はいずれも (10) 式を表わす実線の近くに着ていることが了解される。この場合コロナ振動のように振動エネルギーが鉄塔に吸収されて振幅が制限されるようなことがないのは、ギャロッピングを起すためのエネルギーが大で、充分なエネルギーが電線および鉄塔へ与えられるからである。

(2.5) ダンパを取り付けた場合の振幅 (2.2) 節

で述べた田代幹線、伊丹姫路線の微風振動の測定において、トーションナルダンパを取り付けた場合の結果を第 2 図に \bullet 印で示した。これらの点は (10) 式が表わす実線をはずれて等エネルギーの鎖線 DD' に沿っている。これはトーションナルダンパが有効に作用して振動エネルギーを吸収していることを表わすものである。

3. ギャロッピングを起す臨界風速⁽⁹⁾

送電線の振動のうち微風振動についてはその原因もカルマンうずにより説明され、その対策としてもトー

ショナルダンパなどが有効に使用されている。しかしギャロッピングについては振幅は前述のようであるが、その原因についてはスリートの飛行翼作用⁽¹⁰⁾が取り上げられているが、スリートのない場合のギャロッピングの発生例⁽¹¹⁾も報ぜられていて、微風振動の場合のように原因の定説も、まして防止対策もない現状である。筆者らは以下、強風下における送電線の振動式を取り扱い、ギャロッピングが一樣な強風だけによっても起りうることを示そうと思う。

(3.1) 基本式 振動の特性式は周知の Lagrange の式から出発するのが常道であるが、ここではギャロッピングを対象としているので、振動周波数としては基本波だけを考慮することとし、さらにまたその垂直運動だけに着眼して Lord Rayleigh 氏⁽¹²⁾の方法をさらに簡易化した方法を用いる。すなわち同氏によれば、荷重密度 σ_1 を有する長さ L_1 のはりの振動は、はりの中央に $17/35 \cdot \sigma_1 L_1$ の集中荷重を加えた場合に比べて 1% 以下の誤差で近似できるから、分布荷重を有する送電線の振動をスパン中央にばねでつるされた集中荷重の振動として取り扱う。

前章におけると同じく送電線の単位長重量を σ 、径間長を S 、さらに共振角周波数を ω 、ばね定数を k 、減衰定数を $2h$ とし、スパン中央の垂直座標を y とすれば、送電線に垂直に一樣な風（速度を v とする）が吹いている場合は、相対速度は $(y-v)$ であり、風による外力は風速の 2 乗に比例し、Rayleigh 法になぞらって集中力として取り扱うから、送電線の方程式は次のようになる。

$$\ddot{y} + 2h(\dot{y} - v) + \omega^2 y = -\frac{K}{M}(\dot{y} - v)^2 \dots (13)$$

ただし、 $\omega^2 = k/M$, $M = 17/35 \cdot \sigma S$, K : 定数

(13) 式は相対速度 $|\dot{y} - v| > |\dot{y}|$ と考えて

$$\ddot{y} + 2\left(h - \frac{Kv}{M}\right)\dot{y} + \omega^2\left(y + \frac{Kv^2}{M\omega^2} - \frac{2hv}{\omega^2}\right) = 0 \dots (14)$$

ゆえに持続振動を与える条件は

$$h = Kv/M$$

このときの風速を v_0 とすれば

$$v_0 = Mh/K \dots (15)$$

この臨界的な場合の振動方程式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \ddot{y} + \omega^2(y - y_0) &= 0 \\ y_0 &= hv/\omega^2 \end{aligned} \right\} \dots (16)$$

(14) 式において $v < v_0$ なら減衰振動

$v > v_0$ なら振幅はますます増大

となって、 v_0 はこのような作用によって生ずる振動

の臨界風速を与え、この振動はいわゆるギャロッピングと称せられるものに属する振動と考えられる。

以上のことから、ギャロッピングは

(1) スリートによる飛行翼作用でなくても、初期条件として、たとえば送電線に揚力を与える突風が持続条件として (15) 式に示される臨界風速（垂直分） v_0 があれば、強風だけによっても起る。

(2) (15) 式より M が小ならば v_0 も小となるから軽い電線は起りやすい。

(3) スリートがある場合は M にくらべ K が大となり (15) 式より v_0 が小となるから、なお起りやすい。

(4) (16) 式が示すように電線は y_0 だけ吹き上げられた位置を中心として振動する。

(5) 実際には振幅が非常に増大すれば h ももはや定数ではなくなり、 h が振幅の関数 $F(A)$ であるならば $F(A) = Kv/M$ で振幅が決まる。

ということがいわれるのであって、これらの結論は従来述べられていることとだいたいにおいて一致する。

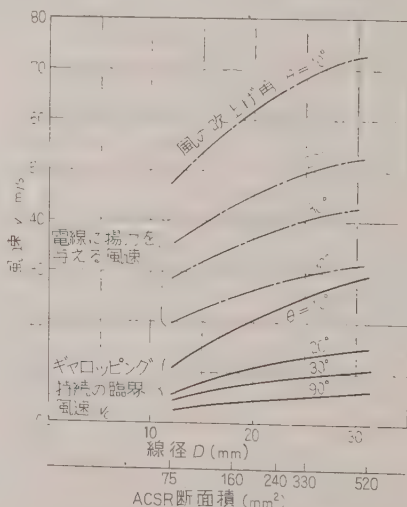
(3.2) 実例との対比 (16) 式において、合理的な推定値として $h = 0.05$ とすれば

$$\begin{aligned} v_0 &= \frac{Mh}{K} \approx \frac{17/35 \cdot \sigma Sh}{17/35 \times 1/2 \times 0.125D \times 10^{-3} Sg} \\ &= 81.5\sigma/D \text{ (m/s)} \dots (17) \end{aligned}$$

ただし、電線径 D : mm, σ : kg/m

となる。ACSR 各線径に対する臨界風速（垂直分） v_0 を電線に揚力を与える風速とともに第 7 図に示す。図中 θ は風の吹上げ角を表わす。

実例として九州電力の上椎葉山家線 (410 mm² ACSR) 阿蘇外輪山付近のギャロッピングは、外輪山西方から吹く風が外輪山外側の傾斜面で強制上昇されて急



第 7 図 線径-臨界風速曲線

激に冷却されて過冷却状態となり、この過冷却空気中の水蒸気が送電線に当たって凝固し樹氷形の着氷の生じた場合に発生しており、スリート外径は 100 mm 程度、水平風速は 10 m/s 程度とみなされている。この場合スリートの比重を 0.4 として (17) 式により v_0 を算出すると 1.5 m/s となる。また西方風に対する外輪山付近断面図をみると傾斜は 10° 前後であり、吹上げ角もこの傾斜に等しいとして垂直分風速を算出すると 1.7 m/s となり、おおむね v_0 と等しくなっており、これまでに述べた取り扱いが実例についても比較的に一致をみせている。

4. 結 言

送電線の振動数と振幅との関係、ギャロッピングの臨界風速などについて、まだ実測結果との対比による実証の数は少ないが、ある程度従来の実測結果に近い値を与える数式的関係を導くことができたので、線路の新設にあたりこれらの値を予想するのにつごうがよいと考える。

最後に、本研究に関して種々ご指導ご討論を賜った電力会社の各位ならびに旭電機研究会の各位に厚くお礼申し上げる。(昭和 36 年 2 月 10 日受付)

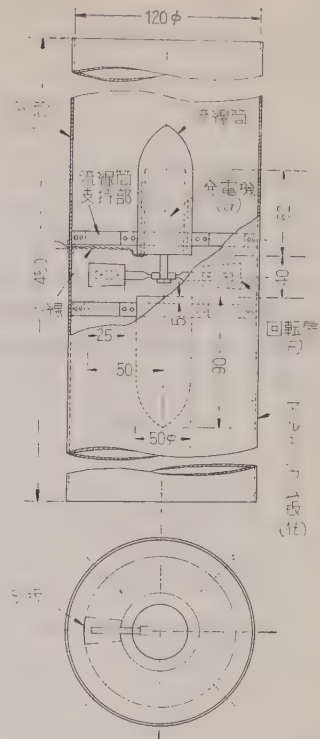
文 献

- (1) 酒井・伊東・蔵石・森：昭 35 連大 949
- (2) たとえば、テイモシエンコ(谷下市松駅)：工業振動学 p. 310 (昭 18) コロナ社
- (3) A. R. Hard: CIGRE Report No. 404 (1958)
- (4) 七里, 他：電学誌 77, 18 (昭 32)
- (5) 武藤三郎：複導体送電線 p. 103 (昭 33) OHM 文庫
- (6) A. T. Edwards & A. Madeyski: Pwr. Apparatus and Syst. No. 25, 666 (1956)
- (7) 塩沢雪実験所：北海道電線路雪害調査報告 (昭 30)
- (8) 九州電力工務部送電課：上椎葉山家阿蘇外輪山付近雪害観測結果報告 (昭 31)
- (9) 伊東・酒井・蔵石・森：昭 35 連大 950
- (10) デンハルトック(谷口修訳)：機械振動論 p. 342 (昭 19)
- (11) イエ・ペエ・ミロノフ：送電線路の電線の「ジャンプ」について“ソ連科学アカデミーおよび発電省”機関誌“電力”(昭 28-11)
- (12) テイモシエンコ(谷下市松駅)：工業振動学 p. 71 (昭 18) コロナ社
- (13) 蔵石・酒井・伊東・森：昭 35 連大 948
- (14) 東大航空学科風洞実験室：Report No. 16 F 60-N (昭 35-6)

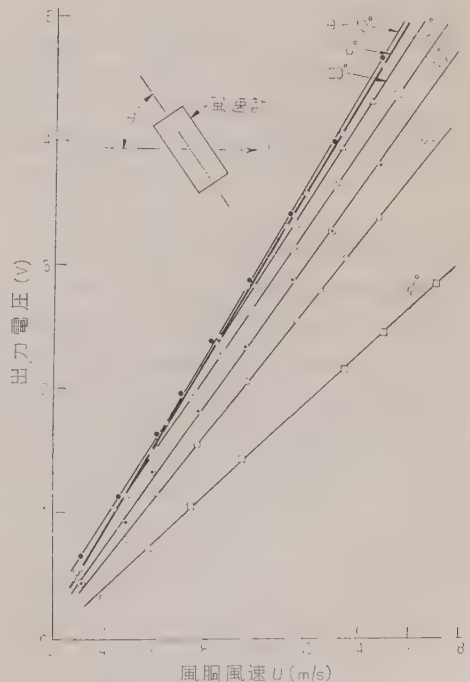
付録 垂直分力風速計の試作と それによる実測例⁽¹³⁾

本文記載の事項は実際面においても取り上げられていのように、電線の垂直方向の振動を取り扱っている。したがってまた、風速も垂直分力を知る必要がある。筆者らはこれに適した風速計を試作し、実測に供する機会を得たのでこれを併わせて報告する。

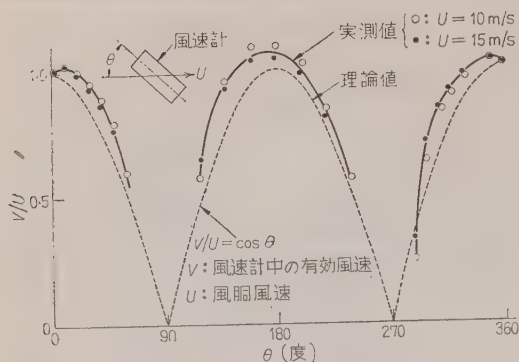
試作した風速計の構造は付第 1 図のようで、風車 (F) 付の直流発電機 (G) に外筒 (H) を備えたも



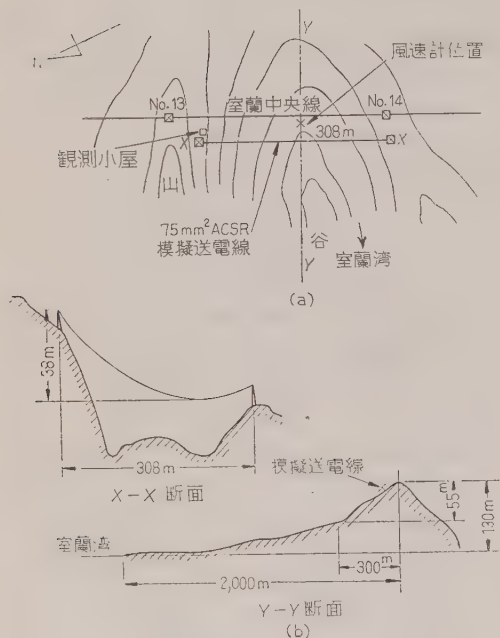
付第 1 図 垂直分力風速計構造図



付第 2 図 風速-出力電圧曲線

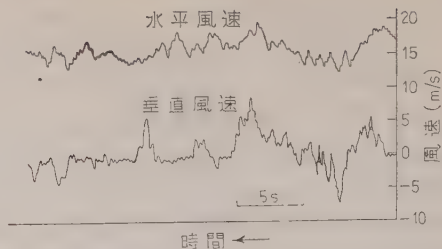


付第3図 風向による校正曲線

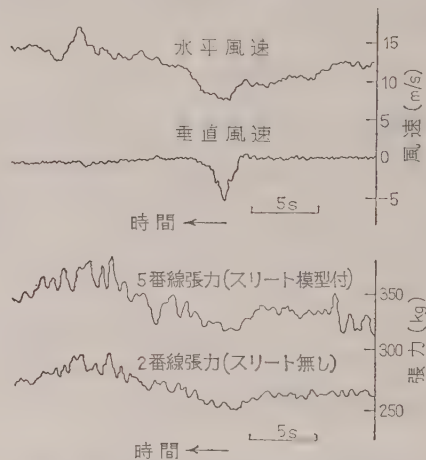


付第4図 室蘭中央線実験所付近図

ので、風向、風速を極性と電圧によって知るようにしたものである。付第2図、付第3図は電源開発株式会社の厚意により特に東大航研風洞⁽¹⁴⁾において行われた実験結果であって、最低感度風速が2 m/s 前後でやや低い、風向70°までほとんど直線的な指示を示すので、一応目的にかなったものと考えられる。



付第5図 水平風速、垂直風速同時測定結果



付第6図 水平、垂直風速、電線張力同時測定結果

この垂直分力風速計と、水平風速計としてコーシーベン風速計を用いて付第4図に示す地形の北海道電力室蘭中央線実験所において、昭和35年(1月29日～2月20日)行った実測結果によれば、垂直分力風速は付第5図のように相当にはげしい吹き上げ吹き下しを行うことがある。付第6図は電線ストレスとともに吹き下しを測定した例であるが、風速が4 m/s程度の低速度で時間も短いので、特に垂直分力風速による大きな影響はみられない。

今回、試作、実測に供した垂直分力風速計は、性能においてもいまだ一段と改良を加え、水平方向も本方式のもので測定するなど、将来にまつ点多々あるが、このような計測が望まれることを強調したい。

UDC 548.52: 621.372.412.002.3: 537.228.1

水 溶 性 圧 電 結 晶 の 育 成 法*

資料・論文

36-94

正 員 古 屋 直 臣†

1. 緒 言

水溶液内で圧電結晶を育成する場合には、まず、ある温度において、溶液の濃度が飽和値よりわずかに低い値に保たれた中に、種子結晶をそう入したのち、溶液の温度をわずかに下げてやる。このとき、種子結晶の表面は初めわずかに溶解するが、しばらくたって溶解が止まり、その後は結晶が成長しはじめる。これらの過程は、母液の不飽和（種子結晶の溶解）—飽和（種子結晶の溶解停止）—過飽和（結晶の成長開始）の3段階を経ることである。

水溶性圧電結晶の育成法および特性に関する研究のうち、ロッシェル塩結晶については、古くから発表が行われ、^{(1)~(4)} また、ロッシェル塩に他の塩を加え、キュリー点を $+23^{\circ}\text{C}$ および -18°C から移動させ、温度による特性変化を軽減することが試みられ、これらについても多くの発表がある。^{(5)~(9)} また、ロッシェル塩の水素を重水素で置換した場合についても、研究が行われている。⁽¹⁰⁾ ロッシェル塩以外の圧電結晶の育成では、ぎ酸ストロンチウム二水化物、ぎ酸バリウム、塩素酸ナトリウムなどの育成法が桐山氏によって研究が行われ、⁽¹¹⁾ ぎ酸ストロンチウムの特性については吹田氏⁽¹²⁾によって研究がなされた。

Ammonium dihydrogen phosphate (ADP) 結晶の育成法については、Walker 氏や Kohman 氏⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾あるいは大原氏⁽¹⁵⁾によって研究が行われ、また、これらの特性が明らかにされている。⁽¹⁶⁾ 第一りん酸アンモンの水素の代わりに重水素を置換した結晶の育成法、およびその特性について研究が行われた。⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾ Kalium dihydrogen phosphate (KDP) 結晶の育成法、⁽¹⁹⁾ および特性についても研究⁽²⁰⁾⁽²¹⁾が行われている。Ethylene diamine tartrate (EDT) 結晶の育成法については、Griffin, Pennell 氏ら、⁽²²⁾ Walker, ⁽²³⁾ Kohman 氏ら、⁽²⁴⁾ 国崎氏⁽²⁵⁾ および筆者^{(26)~(29)}などによって研究され、Dikalium tartrate (DKT) 結晶の育成法については、Walker 氏⁽²³⁾ および筆者⁽²⁶⁾⁽³⁰⁾によって研究が行われた。

本論文においては、まず、水溶性圧電結晶の育成法について理論的解析を行い、EDT と DKT 結晶について数値計算を試み、溶液の過飽和度と育成時間の関係曲線が求めている。次に、EDT および DKT 結晶を実際に各種の育成法を用いて育成した場合について、育成速度と育成時間を実測し、各種育成法について、育成速度の相違を比較検討し、理論曲線と傾向が一致していることが確かめられている。最後に、静置法によって種々の速度で育成されたロッシェル塩結晶について、育成速度と結晶の機械的強度、圧電定数の関係を実験的に求め検討されている。

2. 育成速度の理論的解析

温度降下法によって結晶を育成する場合に、結晶育成を密閉して、母液の蒸発による影響が無視できるようにすれば、温度降下の大小によって、結晶の育成速度を調整することができる。育成母液の温度が $T(^{\circ}\text{C})$ に一定に保たれたとき、ある過飽和濃度の溶液内で、結晶核が成長するにしたがって、母液の濃度が減少する割合を求めると、この過飽和濃度低下の速度は結晶核の大きさを同一とみたとき、種子結晶の数 N 、その表面積 S および溶液の過飽和度に比例するものと考えられる。これらの比例定数 $k(T)$ は温度の関数であって、また、溶液の物理的性質、すなわち粘性係数、密度などによっても異なるし、さらに結晶核と溶液の相対速度によっても異なる。

いま、ある溶液について、結晶核が一定の条件のもとにおかれているものとすれば、母液が一定温度のもとにおいては、 $k(T)$ は一定とみなすことができるので

$$-\frac{dC_t}{dt} = k(T)NS(C_t - C_T) \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 C_t : t なるときの溶液の濃度、 C_T : 温度 $T(^{\circ}\text{C})$ における飽和溶液の濃度

また、 ρ : 結晶の密度、 V_c : 結晶の体積、 V_d : 種子結晶の体積、 V_s : 溶液の体積、とすれば

$$\rho N \frac{dV_c}{dt} = -V_s \frac{dC_t}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

および

$$\rho N(V_c - V_d) = V_s(C_0 - C_t) \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 C_0 : $t=0$ における溶液濃度、すなわ

* Study of Growing Method of Water Soluble Piezoelectric Crystals. By N. FURUYA, Member (Institute of Electrical Engineering, Yamanashi University).

† 山梨大学工学部電気工学科

ち初期過飽和濃度

(3) 式より

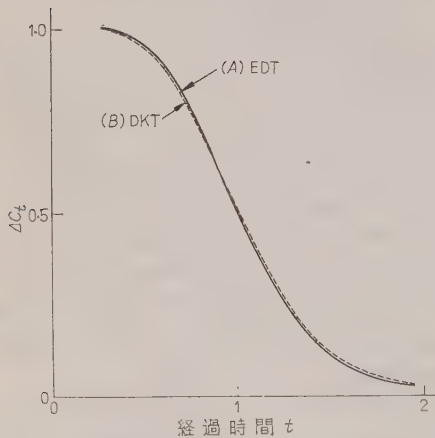
$$V_0 = \frac{V_s(C_0 - C_t)}{\rho N} + V_d = K' - \frac{V_s C_t}{\rho N} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{ここに } K' = \frac{V_s C_0}{\rho N} + V_d$$

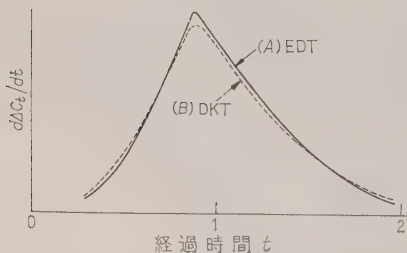
$S \propto V_0^{2/3}$ であるから

$$-\frac{dC_t}{dt} = k_{(r)}' N \left(K' - \frac{V_s C_t}{\rho N} \right)^{2/3} (C_t - C_T)$$

$$\begin{aligned} k_{(r)}' N t = & \frac{1}{2 \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{2/3}} \log \varepsilon \\ & \times \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_t)}{\rho N} + V_d \right\}^{2/3} + \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3} \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_t)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3} + \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{2/3} \\ & \left[\left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3} - \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_t)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3} \right]^2 \\ & + \frac{\sqrt{3}}{\left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{2/3}} \tan^{-1} \frac{2 \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_t)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3} + \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3}}{\sqrt{3} \left\{ \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d \right\}^{1/3}} \quad \dots\dots (7) \end{aligned}$$



第 1 図 EDT および DKT 溶液濃度の時間的変化



第 2 図 EDT および DKT 溶液濃度の減少速度の時間的変化

$$\dots\dots\dots (5)$$

$$K' - \frac{V_s C_t}{\rho N} > 0 \text{ とし, } K' - \frac{V_s C_t}{\rho N} = x^3$$

とおけば, (5) 式は

$$\int \frac{dx}{K - x^3} = \frac{1}{3} k_{(r)}' N t + \text{const.} \quad \dots\dots\dots (6)$$

の形の積分が可能である。ただし

$$K = \frac{V_s(C_0 - C_T)}{\rho N} + V_d$$

これを解いて整理すれば

となる。

EDT および DKT 溶液について, $V_s = 1,000 \text{ cm}^3$, $V_d = 1 \times 10^{-3} \text{ cm}^3$, $N = 1$ とし, EDT 溶液の温度 $T = 40^\circ\text{C}$ における飽和濃度 $C_T = 1.6 \text{ g/cm}^3$, 密度 $\rho = 1.538$ として, 種々の溶液濃度 (過飽和) C_t と飽和濃度 C_T の差, すなわち 過飽和度 ΔC_t の時間的変化を求めて図に示したものが第 1 図 (A) である。図の縦軸には過飽和度を取り, 与えられた過飽和溶液の初期濃度 $C_0 = 1.66 \text{ g/cm}^3$ に対する ΔC_t を 1 とし, 横軸には時間を取り, ΔC_t が 0.5 になったときを単位にとり, $t = 1$ としてある。

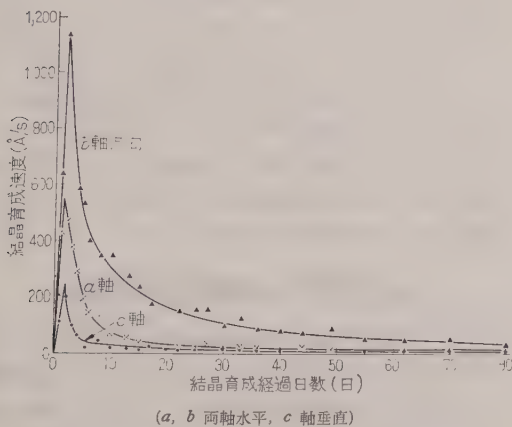
また, DKT 溶液の温度 $T = 30^\circ\text{C}$ の飽和濃度 $C_T = 1.7 \text{ g/cm}^3$, 初期濃度 $C_0 = 1.76 \text{ g/cm}^3$, 密度 $\rho = 1.988$ として, 前と同様にして求めたものが第 1 図 (B) である。

次に, $d\Delta C_t/dt$ と C_t の関係から $d\Delta C_t/dt$ が最大となる条件を求めると, $C_t = \frac{3}{5} C_0 = 0.6 C_0$ である。 $d\Delta C_t/dt$ と C_t の関係式において, ある C_t の値, したがって ΔC_t に対応する第 1 図の t の関係から, 過飽和度減少速度の時間的変化を求め第 2 図に示してある。図から $C_t = 0.6 C_0$ に相当する時間は $t = 0.88$ にあり, このとき $d\Delta C_t/dt$ が最大値である。それゆえ過飽和度 ΔC_t が半減値となる直前付近でこの速度が最高速度になるので, 溶液の濃度が半減期に達するころ温度を下げてやれば, 最高速度のまま結晶育成速度をほぼ一定の状態に保つことができる。また, 種子結晶の表

面積が大きいほど、さらに、同時に育成する種子結晶の数が多いほど、溶液は安定で結晶の成長は早い。これに反し種子結晶が小さく、同時に育成する種子結晶数が少ないと、育成速度が遅いために同一の過飽和度を与えても準安定過飽和領域でなくなり、不安定領域に移って、主結晶のほかにも傍晶が析出するようになる。

3. 実験の結果および検討

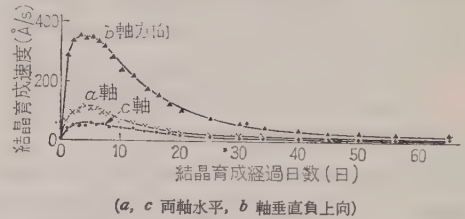
(3.1) EDT 結晶の育成 EDT, DKT またはロッシェル塩の単一結晶を育成する場合には、一般に種子結晶を静置させて、溶液の温度降下または蒸発法によることが多い。しかしながら EDT 結晶の育成にあたっては、Crystal habit によって、 b 軸方向の育成速度が c 軸方向にくらべてかなり高いために、結晶が c 軸方向に薄く、 b 軸方向に長いたんざく形結晶となる傾向がある。EDT 溶液の運動粘性率が大きいのであるために、静置法によって育成すると、育成速度が他の結晶にくらべて非常に低くなる。また、静置法で育成する場合でも結晶軸の静置方向いかにによって、育成速度にかなりの相違が認められる。たとえば c 軸を垂直方向に保って育成すると、成長開始後 4 日目に最高育成速度に達し、その後は急速に育成速度が低下するが、 b 軸方向の育成速度にくらべて c 軸方向はきわめて小である。この場合、 b 軸、 a 軸方向の最高育成速度はかなり高い値に達するが、育成期間の経過とともに急速に低下してしまうので、全育成期間を通じては平均育成速度はあまり大とはならず、最高育成速度付近で結晶巣の発生するおそれがある。これに反して、同じく静置法によっても、 b 軸を垂直方向に保って育成した場合には、 b 軸および c 軸方向の育成成長は前の場合ほどはなほだしくはないが、最高育成速度は前者の $1/3$ 程度に低下するので、相当大なる結晶を得るためには長期間を要することになる。これらの一例



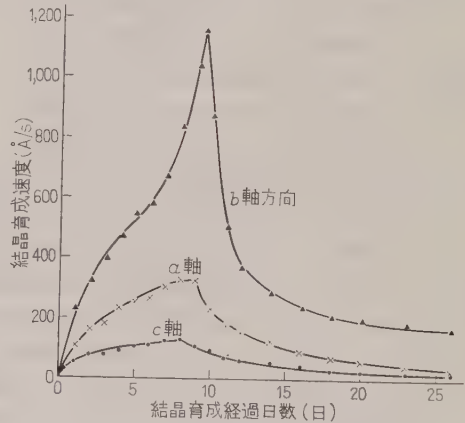
第 3 図 静置法による EDT 結晶の育成速度

が第 3 図、第 4 図に示してある。これらはいずれも育成そう内で成長しつつある結晶を望遠鏡で観測し、結晶表面を成長期間中、毎日同一時刻に測定し、前日の測定値との差から 1 日の育成成長を求め、それから毎秒の平均育成速度を計算して表わしたものである。

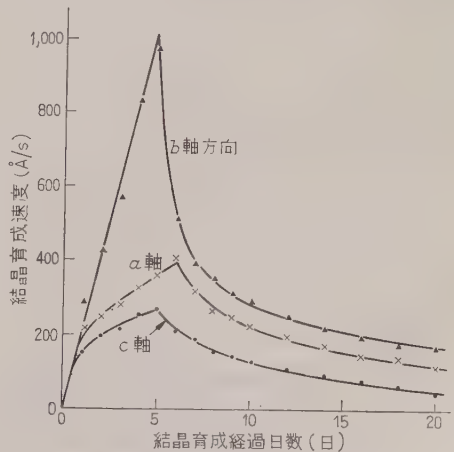
溶液内に収容された種子結晶面上の準過飽和層をできるだけ薄くして、過飽和領域から準過飽和層を通り、結晶面に拡散によって到達する溶質の移動度を高



第 4 図 静置法による EDT 結晶の育成速度



第 5 図 上下往復法による EDT 結晶の育成速度



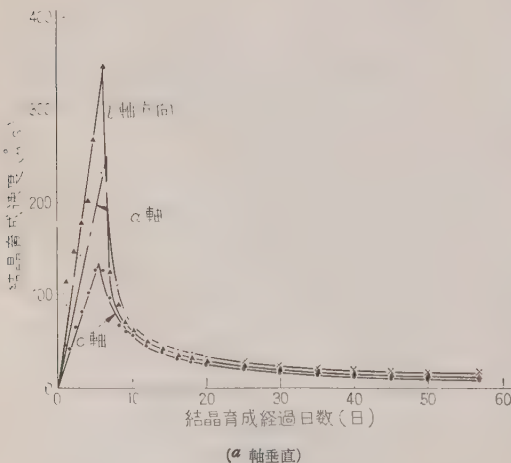
第 6 図 往復回転法による EDT 結晶の育成速度

め、育成速度を大にするために種子結晶を溶液内で移動させる方法として、結晶を上下に往復する方法と、結晶を往復回転させる方法を行って、育成速度を観測した。これらの結果が第5図と第6図である。

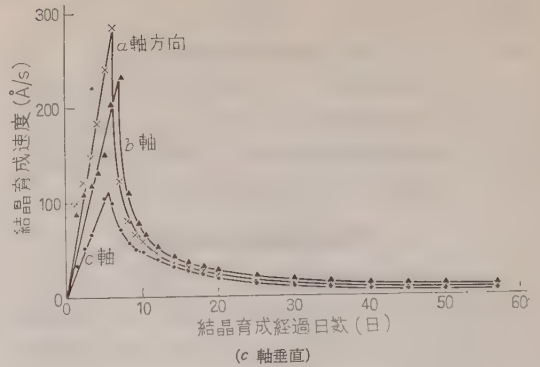
上下往復法では、成長開始後 8~9 日目に最高育成速度の点が現われ、*b* 軸方向の育成速度は $1,170 \text{ \AA/s}$ に達し、結晶育成速度は静置法にくらべてかなり上昇する。しかしながら、結晶の各軸方向の育成速度が異なることから、結晶面が非対称に成長し、結晶が支持点に対して傾斜するため、ますます非対称形な結晶となる欠点がある。また、*c* 軸方向の育成速度は低いので、*c* 軸垂直方向に保たれた静置法の場合と同様に、*c* 軸方向に偏平な結晶となる。

一方、回転往復法によるときは、最高育成速度が成長開始後 5~7 日目に現われ、*b* 軸方向の最高育成速度は $1,000 \text{ \AA/s}$ に達し、*c* 軸方向の育成速度も最高値として 280 \AA/s となり、いずれの育成法よりも大なるうえに、育成期間を通じて育成速度があまり低下しないうえ、育成された結晶は各軸方向とも大差がないので、太った結晶形のものが得られる。したがって、往復回転法は短期間で太った大なる結晶が得られるので、もっともすぐれた結晶育成法といえる。

(3.2) DKT 結晶の育成 DKT 溶液の運動粘性率は EDT 溶液の約 $1/3$ にすぎないので、母液内で種子結晶を移動させ、準過飽和層を薄くする手段をとらなくてもさしつかえない。ただ最高過飽和濃度が EDT 溶液よりも高く、かつ、また準安定過飽和領域がせまいために傍晶ができやすい欠点がある。静置法により結晶軸 *a* 軸方向を垂直に保って育成させた場合の、育成速度と育成期間の観測結果が一例として第7図に示してある。



第7図 DKT 静置法



第8図 DKT 静置法

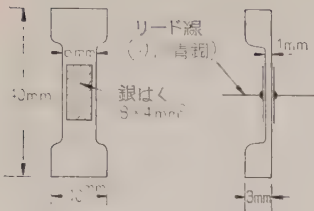
また、静置法で結晶軸 *c* 軸方向を垂直に保って育成させた場合の育成速度が、第8図に示してある。両者ともに育成開始後 6 日目に最高育成速度に達し、それ以後は急速に低下している。EDT 結晶と育成された結晶について異なるところは、最高育成速度をすぎたからは結晶の 3 軸方向の育成速度がほとんど等しいことである。その結果、結晶は 3 軸方向とも大差のない寸法のものが得られる。

EDT または DKT 結晶を静置法で育成する場合に、種子結晶の静置方位を異にすれば、同一の結晶軸方向でも育成速度が異なっているが、それは結晶の格子密度によって支配されるその方位の育成速度が結晶軸の設定位置によって決まる外部条件、たとえば、溶液内の温度差およびこれに基づく対流現象によって影響されるためと考えられる。

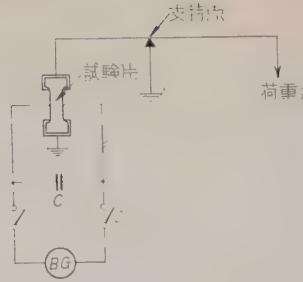
以上、いずれの育成法においても、実験の結果から知られる育成速度の傾向は、理論的解析で明らかにされたように、一定時期までは育成速度が経過時間とともに上昇し、最高速度に達したのちは急速に減少することと一致した結果が得られたことである。また、同一種類の溶液では最高過飽和濃度が高いほど、この点で傍晶や結晶巣が発生しやすい。それゆえ傍晶や結晶巣が発生せず、かつ、また育成速度が低下しないためには、最高過飽和濃度があまり高くなく、結晶育成全期間を通じて、過飽和濃度が低下しないように蒸発または温度降下が調整されなければならない。また、結晶の 3 軸方向の育成速度が等しければ太った単一結晶が育成されるのである。

4. 育成速度と結晶の機械的強度

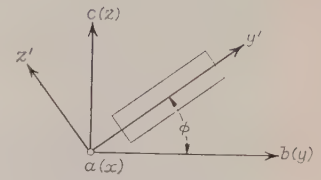
(4.1) 実験方法 水溶性圧電結晶の育成速度と結晶の引張強度の関係を知らるために、ロッシェル塩単結晶の平均育成速度を種々の値に保って育成し、得られた試料について、A板結晶片の引張りずみ力の関係を



第 9 図 試験片



第 10 図 測定回路



第 11 図

ロッシエル塩 A-φ 板

求めるために、第 9 図のようにたんざく形 A 板結晶片 40×10×3 mm の中央部を 20×6×1 mm の細片に仕上げ、結晶片の両面に銀はくを張り付け、銀はくの中に 0.18 mm のりん青銅線を接着剤をもって接着し、第 10 図の測定回路に試料を装置して、荷重を順次加えて、試料が破壊したときの引張ひずみ力を求め、これとは別に、試験片が破壊したときの発生電荷を弾動検流計で読み、この値を第 1 表の諸式に代入して破壊ひずみ力を求めて、これら両者の比較を行った。

ロッシエル塩の A-φ 板結晶片については、φ を第 11 図のようにとると、A-φ 板の引張ひずみ力とひずみ、発生電荷の関係は

$$-Y_z' = C_{44}' e_{yz} + e_{14}' Q_x \quad \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 C_{44}' : y 軸から φ 方向の弾性定数、
 e_{14}' : y 軸から φ 方向の圧電定数

$$C_{44}' = (C_{22} + C_{33} - 2C_{23}) \cos^2 \phi \sin^2 \phi + C_{44} (\cos^2 \phi - \sin^2 \phi) \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$C_{22} = 4.73 \times 10^{11} \text{ dyne/cm}^2$$

$$C_{33} = 8.23 \times 10^{11} \text{ dyne/cm}^2$$

$$C_{23} = -3.43 \times 10^{11} \text{ dyne/cm}^2$$

$$C_{44} = 1.64 \times 10^{11} \text{ dyne/cm}^2$$

$$\text{また、} e_{14}' = e_{14} \sin 2\phi \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$e_{14} = 164 \times 10^4 \text{ e.s.u. で示される。}$$

A 板主面内のすべりひずみは

$$e_{yz} = 2m_1 n_1 e_{x'x'} + 2m_2 n_2 e_{y'y'} + 2m_3 n_3 e_{z'z'} + (m_2 n_3 + m_3 n_2) e_{y'z'} + (m_3 n_1 + m_1 n_3) e_{z'x'} + (m_1 n_2 + m_2 n_1) e_{x'z'} \quad \dots\dots\dots (11)$$

で表わされる。

x, y, z を結晶軸に一致した元の座標軸 x' , y' , z' を新座標軸とすれば、新旧座標軸の間の方向余弦は次のようになる。

	x	y	z
x'	l_1	m_1	n_1
y'	l_2	m_2	n_2
z'	l_3	m_3	n_3

また、圧電率については

$$\left. \begin{aligned} d_{12}' &= \frac{1}{2} d_{14} \sin 2\phi \\ d_{13}' &= -\frac{1}{2} d_{14} \sin 2\phi \\ d_{14}' &= d_{14} \cos 2\phi \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

で表わされ、 $d_{14} = 1,000 \times 10^{-8} \text{ e.s.u.}$ である。

ひずみと x 軸方向の電界との間には次の関係がある。

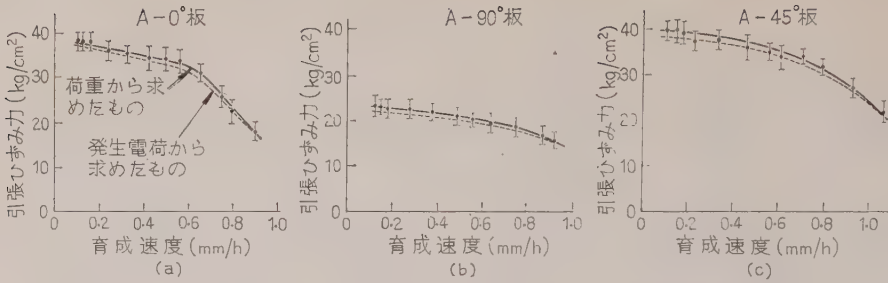
$$\left. \begin{aligned} e_{y'y'} &= d_{12}' E_x \\ e_{z'z'} &= d_{13}' E_x \\ e_{y'z'} &= d_{14}' E_x \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (14)$$

(13), (14) 両式より

$$e_{y'y'} = \frac{1}{2} d_{14} \sin 2\phi E_x \quad \left. \right\}$$

第 1 表 ロッシェル塩 A-φ 板ひずみ力

A-φ	ひ ず み 力
A-0°	$-Y_z' = C_{44} d_{14} E_x$ $-Y_z' = 1.64 E_x$
A-30°	$-Y_z' = \left[(C_{22} + C_{33} - 2C_{23}) \frac{3}{16} + \frac{1}{2} C_{44} \right] d_{14} E_x$ $+ \frac{\sqrt{3}}{2} e_{14} Q_x$ $-Y_z' = 4.536 E_x + 142.02 \times 10^4 Q_x$
A-45°	$-Y_z' = \frac{C_{22} + C_{33} - 2C_{23}}{4} d_{14} E_x + e_{14} Q_x$ $-Y_z' = 4.955 E_x + 164 \times 10^4 Q_x$
A-60°	$-Y_z' = \left[(C_{22} + C_{33} - 2C_{23}) \frac{3}{16} - \frac{1}{2} C_{44} \right] d_{14} E_x$ $+ \frac{\sqrt{3}}{2} e_{14} Q_x$ $-Y_z' = 2.896 E_x + 142.02 \times 10^4 Q_x$
A-90°	$-Y_z' = C_{44} d_{14} E_x$ $-Y_z' = 1.64 E_x$



第 12 図 ロッシェル塩 A- ϕ 板の育成速度と機械的強度

$$\left. \begin{aligned} e_{x'z'} &= -\frac{1}{2} d_{14} \sin 2\phi E_x \\ e_{y'z'} &= d_{14} \cos 2\phi E_x \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

試料の長辺方向の方位を y 軸方向から $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ および 90° の各方位のものについて実験を行った。これらの各方位の試験片について、ひずみ力と電界の強さの関係を求めるために、上式を代入すれば第 1 表のとおりである。

試料は育成母液底部のガラス板上に種子結晶の a 軸を垂直に立てて、 35°C から 30°C まで温度降下法によって一定時間内に育成した半面像形のもので、平均育成速度の同じ試料 6 個を 1 組として、種々の育成速度のものについて測定を行った。

(4.2) 実験結果および検討 同一の育成速度の試料について、試験片の長辺方向の方位をかえて、 $A-0^\circ$ 板、 $A-30^\circ$ 板、 $A-45^\circ$ 板、 $A-60^\circ$ 板および $A-90^\circ$ 板の各種方位のものについて測定を行い、このうち $A-0^\circ$ 板、 $A-30^\circ$ 板および $A-90^\circ$ 板についての結果が第 12 図に示してある。

図からわかることは、同一育成速度の結晶においても、引張りずみ力にはかなりばらつきがある。育成速度の増加に伴って、引張りずみ力は次第に減少している。 $A-0^\circ$ 板においては、育成速度 0.6 mm/h を境として、その上下で強度減少の割合が異なっているが、 $A-90^\circ$ 板では、育成速度の増加とともに強度が漸次減少している。このことは、同一育成速度の試料

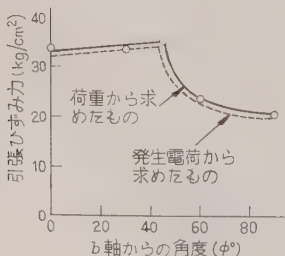
については $A-0^\circ$ 板の強度が $A-90^\circ$ 板より約 70 % 大であるために、育成速度増加に伴う強度減少率が大きく表われる結果と考えられる。

前述の 5 種の試料について、平均育成速度 0.56 mm/h の場合の引張りずみ力を測定した結果が第 13 図に示してある。これから、結晶の b 軸方向の引張りずみ力は c 軸方向より 1.66 倍大であることがわかる。それゆえロッシェル塩結晶では平均育成速度が 0.6 mm/h 以下で育成された結晶の b 軸方向の格子間結合力が c 軸方向のそれより、約 1.7 倍大であると考えられる。また、 $A-45^\circ$ 板においても同一育成速度の場合が考えられているので、これは、 b 軸または c 軸方向においては、 0.396 mm/h の速度に相当するので、 $A-45^\circ$ 方位の結晶の強度は b 軸方向よりやや小で、 c 軸方向の強度よりやや大であることがわかる。 b 軸から 30° の方位に長辺方向をもつ $A-30^\circ$ 板においては、 b 軸方向の育成速度は 0.487 mm/h に、 c 軸方向の育成速度は 0.28 mm/h に相当し、また b 軸から 60° の方位に長辺方向をもつ $A-60^\circ$ 板においては、 b 軸方向の育成速度は 0.28 mm/h 、 c 軸方向の育成速度は 0.487 mm/h に相当する。それゆえ $A-0^\circ$ 板より $A-30^\circ$ 板は強度がやや大で、 $A-60^\circ$ 板は $A-90^\circ$ 板よりやや強度が大であることがわかる。

圧電定数が一定として、発生電荷から求めた結晶の引張りずみ力の値が、実負荷から求めたものとほぼ一致しているので、結晶育成速度が $0.1\sim 1\text{ mm/h}$ の範囲では、圧電定数がほぼ一定とみなすことができる。また発生電荷から求めたひずみ力が荷重から求めたものより、わずかに小であるのは、漏れ電荷による影響と考えられる。

5. 結 言

ロッシェル塩、EDT および DKT などの水溶性圧電結晶を水溶液中で静置法により、種子結晶から大なる単一結晶を育成する場合に、育成溶液の濃度によって育成速度が相違することを理論的に解析し、過飽和



第 13 図 育成速度 0.56 mm/h における $A-\phi$ 板の機械的強度

濃度が初期濃度の半減期となる時期にはほぼ最大値に達することを明らかにした。したがって温度降下法によって結晶を育成する場合には、溶液の濃度が半減期に達するころ順次温度を下げてゆけばよい。

実際の場合として、EDT 結晶の育成について、各種の育成法について、それぞれの育成速度、結晶軸方向の速度を比較した結果、最高速度に達する時間は静置法がもっとも速く、往復回転法や上下往復法ではこの時間が遅くなり、さらに往復回転法では、最高育成速度が高く、かつ育成全期間を通じて、速度が低下しないので、平均育成速度は静置法にくらべて約3倍に上昇することが明らかにされた。

育成速度と結晶の機械的強度の相関性をみるために、ロッシェル塩結晶について育成速度を 0.1 mm/h から 1.0 mm/h までの種々の値で育成させたものについて実験を行った結果、育成速度が増加するにしたがって強度は漸次減少し、A 板結晶片については、*b* 軸方向の強度は *c* 軸方向のそれにくらべて約 1.7 倍大であることがわかった。また結晶破壊時の発生電荷から圧電定数一定として求めた結晶の強度が実負荷の結果とはほぼ一致しているので、育成速度が 0.1 mm/h から 1.0 mm/h の範囲では圧電率の値には変化がみられないといえる。

本研究は、文部省科学研究費および試験研究費の交付を受けて行ったものである。この研究について、始終変わらないご指導を仰いだ東京大学生産技術研究所教授高木昇博士ならびに種々ご検討いただいた電気通信学会圧電気材料専門委員会委員の方々、および平素

種々ご配慮をいただいている山梨大学工学部長中村元和教授、実験に協力していただいた研究生中田忠雄の諸氏に深く感謝する次第である。(昭和 35 年 6 月 11 日受付, 同 36 年 2 月 15 日再受付)

文 献

- (1) A. M. Nicolson: *Elect. Engrs* **38**, 1467 (1919)
- (2) 森・古屋: 第 4 回工学会大会 (昭 15)
- (3) 森・古屋: 山梨高工研報, 第 4 輯 (昭 16)
- (4) 大原・小林・大升: 東北大音響懇談会 (昭 23)
- (5) 古屋: 電学誌 **68**, 295 (昭 23)
- (6) W. Mandell: *Proc. Roy. Soc.* **116**, 623 (1929)
- (7) B. Kurtzschatow & M. Eremjew: *Phys. Z. d. Sowjet* **1**, 140 (1932)
- (8) S. Bloomenthal: *Physics* **4**, 172 (1933)
- (9) C. P. Fagan: *Electronic Engng.* **17**, 648 (1945)
- (10) A. N. Holden & W. P. Mason: *Phys. Rev.* **57**, 54 (1940)
- (11) 桐山: 化学誌 **71**, (昭 25-2, 3, 4, 10, 11)
- (12) 吹田・坊・安藤: 電学誌 **66**, 46 (昭 21)
- (13) A. C. Walker: *Bell Lab. Record* **25**, 357 (1947)
- (14) A. C. Walker & G. T. Kohman: *Trans Amer. Inst. Elect. Engrs* **67**, 565 (1948)
- (15) 大原・升谷: 電気通信学会専門委報告 (昭 27)
- (16) 吹田・安藤: 電学誌 **63**, 513 (昭 18)
- (17) W. P. Mason & B. T. Matthias: *Phys. Rev.* **88**, 477 (1952)
- (18) W. P. Mason: *Rhys. Rev.* **88**, 480 (1952)
- (19) 大原・升谷: 東北大談話会記録 **26**, 1 (昭 32)
- (20) 八木・林・浜田・赤尾: 信学誌 **25**, 557 (昭 17)
- (21) 赤尾: 信学誌 **27**, 47 (昭 19)
- (22) J. P. Griffin & E. S. Pennell: *Trans Amer. Inst. Elect. Engrs* **67**, 557 (1948)
- (23) A. C. Walker: *Joint Meeting of Franklin Inst.* (1949)
- (24) G. T. Kohman: *Bell Lab. Record* **28**, 13 (1950)
- (25) 国崎: 信学誌 **33**, 673 (昭 28)
- (26) 古屋: 電気通信学会専門委報告 (昭 27)
- (27) 古屋: 山梨大工研報第 5 号 (昭 29)
- (28) 古屋: 昭 29 電気学会東京支部連大 182
- (29) 古屋: 昭 31 電気学会東京支部大会 67
- (30) 古屋: 昭 25 連大 3-8

UDC 621.318.435.014.8: 621.373.443

鉄 共 振 回 路 の 動 的 共 振 特 性*

資料・論文

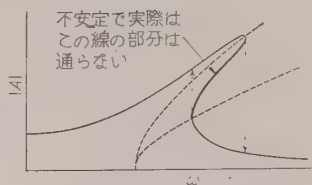
36-95

正員 熊 谷 三 郎† 正員 池 野 英 三††

1. ま え が き

飽和コイルとコンデンサの直列鉄共振回路に印加する電圧の大きさを一定とし周波数を、また周波数を一定とし電圧の大きさを、いずれも時間に対し直線的に変化させた場合、流れる電流の変化の状態を計算し、一応の結果を得たのでここに発表、ご批判を願う次第である。

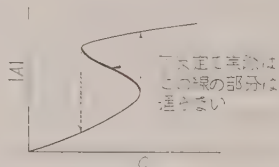
前者の周波数変化の場合、線形インダクタンスと静電容量の動的共振曲線についてはすでに発表されているので、(1)~(4) その一例を第1図に示す。(5) 原文は機械系であるが電気系に換算して縦軸はコンデンサ電圧、横軸は周波数、周波数変化速度は図中の q に逆比例する。一般に電気回路では $Q=(1/r)\sqrt{L/C}\gg 1$ であるから縦軸は電流と考えて大差ない。図からわかるように周波数上昇も下降も同じ形で、上昇のときには周波数の大きいほうへ最大電流の点が移動し、減少のときにはこの逆になる。速度が大になるほど最大電流の振幅が減少し、急に振幅が増大して最大電流値を通過のちしばらく振動が現われ、次第に減衰しながら電



第2図 非線形回路にて周波数 ω を変化したときの定常状態の基本波の電流の振幅 $|A|$ の変化

流が小になる。

次に鉄共振回路に印加する電圧の周波数を変化させた場合、定常状態では周知のように飛躍現象があって、第2図(6)のように周波数 ω を増してゆくと、ある ω で急に電流が減少し、 ω を減少させてゆくと、ある ω で急に振幅を増す。また周波数に対しヒステリシス現象がある。この二つを組み合わせると鉄共振曲線の周波数変化速度による影響が予想される。



後者の電圧変化の場合には定常状態で第3図(7)に示す飛躍現象、ヒステリシス現象がある。

以上の二つの場合について V 関数法を改良した新 V 関数法で計算を行った。

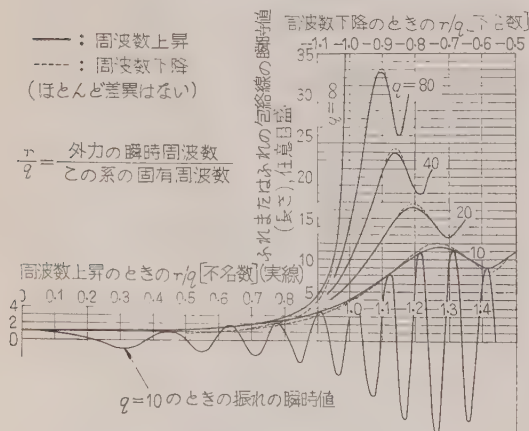
2. 新 V 関数法

著者のひとりにはさきに鉄共振回路を解く一つ的手段として V 関数法を考案した。(8)

第4図の鉄共振回路にて飽和コイルの巻数を n 、磁束を ϕ 、静電容量を C 、抵抗を r 、 $t=0$ で $e(t)$ の電圧を印加したとすると次式が成立する。

$$n \frac{d\phi}{dt} + ri + \frac{1}{C} \int_0^t idt + V_0 = e(t) \dots \dots (1)$$

第4図 鉄共振回路



第1図 線形回路にて周波数変化速度を変えた場合の共振特性

* Dynamic Resonant Characteristics of the Ferro-Resonant Circuit. By S. KUMAGAI, Member (Faculty of Engineering, Osaka University) & E. IKENO, Member (Faculty of Engineering, Tokushima University).

† 大阪大学工学部教授、電気理論、超高周波工学担当

†† 徳島大学工学部助教授、電気磁気学担当

$$i=f(\phi) \dots \dots \dots (2)$$

V_0 は $t=0$ のときの C の端子電圧, (2) 式はいわゆるヒステリシスループを描く。

(2) 式を (1) 式に代入して

$$n_t \frac{d\phi}{dt} + rf(\phi) + \frac{1}{C} \int f(\phi) dt + V_0 = e(t) \dots (3)$$

ここで

$$V \equiv n_t \frac{d\phi}{dt} + rf(\phi) \dots \dots \dots (4)$$

とおくと, (3), (4) 式より

$$\frac{dV}{dt} = \frac{dV}{d\phi} \frac{d\phi}{dt} = \dot{e}(t) - \frac{1}{C} f(\phi) \dots \dots \dots (5)$$

ゆえに

$$\frac{dV}{d\phi} = \frac{\dot{e}(t) - \frac{1}{C} f(\phi)}{\dot{\phi}} \dots \dots \dots (6)$$

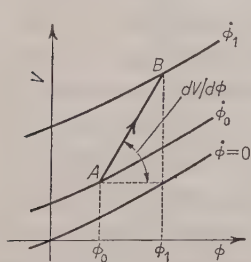
いま, ある微小時間 Δt の間の $\dot{e}(t)$ の平均値を $\bar{\dot{e}}(t)$, $f(\phi)$ を $\bar{f}(\phi)$, $\dot{\phi}$ を $\bar{\dot{\phi}}$ とすると, Δt の間 $dV/d\phi$ は一定と考え, 近似的に

$$\frac{dV}{d\phi} \approx \frac{\bar{\dot{e}}(t) - \frac{1}{C} \bar{f}(\phi)}{\bar{\dot{\phi}}} \dots \dots \dots (7)$$

次に第5図の $V-\phi$ 面を考える。まず (4) 式にて $\phi=0$ とすると $V=rf(\phi)$, これが第5図の $\phi=0$ の曲線とすると, $\phi=\phi_0=\phi_1 \dots$ の曲線はそれぞれ $n_t\phi_0$, $n_t\phi_1 \dots$ だけ前記の曲線を平行移動して描くことができる。いま $t=0$ のとき $\phi=\phi_0$, $\dot{\phi}=\dot{\phi}_0$ とすると図の A に相当する。 ϕ が ϕ_0 から ϕ_1 に変化し, 同時に ϕ が ϕ_0 から ϕ_1 に変化したとすると, A 点が B 点に移動したことになる。もちろん ϕ_0 から ϕ_1 まで連続的に変化したわけであるが, 仮に

$$\bar{\phi} = \frac{1}{2} (\phi_0 + \phi_1) \dots \dots \dots (8)$$

の一定速度で変化したとし, B 点では $\phi=\phi_1$ になったとする。また $V-\phi$ 面では A から B まで直線的に



第5図 $V-\phi$ 面

動いたと考え, その直線の傾斜 $dV/d\phi$ は (7) 式にて与えられる。(7) 式の分母 $\bar{\dot{\phi}}$ には (8) 式を代入するとしても, ϕ_0 から ϕ_1 に移るまでの時間がわからないので, この時間の $\dot{e}(t)$ の平均値 $\bar{\dot{e}}(t)$ の予想はむづかし

く, $\bar{f}(\phi)=i$ の予想も困難であるので第一近似として $t=0$ の値を代入して一応 (7) 式に示す傾斜をもつ直

線を引いて ϕ_1 曲線との交点 B を求め, ϕ_1 を得る。ここで

$$\Delta t = (\phi_1 - \phi_0) / \bar{\dot{\phi}} \dots \dots \dots (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{C} \int f(\phi) dt &\approx \frac{1}{C} \bar{f}(\phi) \Delta t \\ &\approx \frac{1}{C} \frac{1}{2} \{f(\phi_0) + f(\phi_1)\} \Delta t \dots \dots \dots (10) \end{aligned}$$

として (9), (10) 式を (3) 式に代入して, 満足するかどうかを検する。もし不満足ならば B を ϕ_1 曲線上左右に移動して (3) 式を満足する点を探して解とする。

以上が V 関数法であって, 誤差の予想がつくので, あらかじめ誤差を定めておいて計算をすすめることができる。しかしこの方法に次の欠点がある。

(a) $V-\phi$ 面が必要である。

$V-\phi$ 面上で解が得られ, この解の曲線はなめらかであるので曲線の進行の予想ができる長所はあるが, 必要なものは $\phi(t)$ または $i(t)$ で $V-\phi$ 面は解を得る道具にすぎない。しかもその面上で $\dot{\phi}=0$ の曲線から始まって多くの $\dot{\phi}$ 曲線が入用である。各 $\dot{\phi}$ 曲線は平行であるとはいえ, 曲線であるから書くのに手数がかかる。そのうえ $\dot{\phi}$ 曲線の数の予想がつかない。だから $V-\phi$ 面の大きさの予想もむづかしい。また, $\dot{\phi}$ 曲線上の原方程式を満足する点を求めるのに多少の熟練を要する。その結果

(b) 解を得るのに時間がかかる。

ことになる。

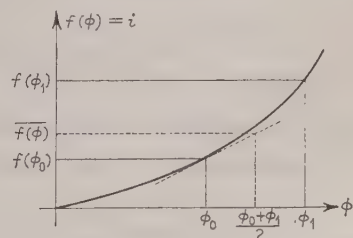
さらに鉄共振回路が共振らしい状態になると電流が増して (7) 式の

$$\frac{dV}{d\phi} \approx \frac{\bar{\dot{e}}(t) - \frac{1}{C} \bar{f}(\phi)}{\bar{\dot{\phi}}} = \frac{\bar{\dot{e}}(t) - \frac{1}{C} i}{\bar{\dot{\phi}}} \dots (11)$$

\dot{e} にくらべ, $(1/C) i$ が大となり, $(1/C) i$ の予想はむづかしくなり, $dV/d\phi$ がたよりないものになる。そこで

(c) i の予想にくふうを要する。

ことになる。



第6図 $\bar{f}(\phi)$ の説明図

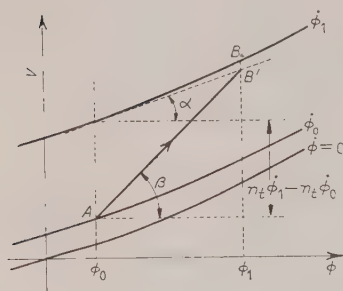
過渡現象が長時間にわたる場合には、できるだけ手数と時間を減じ、早く正確な解を求める必要があるの
で、以上の諸点を改良して新 V 関数法を考案した。
まず $V-\phi$ 面をやめて計算だけで解を得られるように
した。そこで各 ϕ 曲線は不要になるので ϕ の予想を
やめ、 Δt を与えて $\dot{\phi}$ は従属的に定めるようにした。
また $\bar{f}(\phi)$ を第6図のように考えることにした。 $f(\phi)$
曲線上 $\phi=\phi_0$ の点でこの曲線に接線を引き、この接
線上で $(1/2)(\phi_0+\phi_1)$ の $f(\phi)$ を $\bar{f}(\phi)$ とすること
にした。

$$\begin{aligned}\bar{f}(\phi) &= f(\phi_0) + \left[\frac{df(\phi)}{d\phi} \right]_{\phi_0} \frac{1}{2} (\phi_1 - \phi_0) \\ &= f(\phi_0) + F(\phi_0) \frac{1}{2} (\phi_1 - \phi_0) \dots\dots (12)\end{aligned}$$

$$F(\phi_0) = df(\phi)/d\phi \dots\dots (13)$$

(12) 式を (7) 式に代入すると

$$\begin{aligned}\left[\frac{dV}{d\phi} \right]_{\phi_0} &= \frac{\bar{e}(t) - \frac{1}{C} \left[f(\phi_0) + F(\phi_0) \frac{1}{2} (\phi_1 - \phi_0) \right]}{\bar{\phi}} \\ &\dots\dots (14)\end{aligned}$$



第7図 $V-\phi$ 面

次に第7図の $V-\phi$ 面について考察する。初期値
 $A(\phi=\phi_0, \dot{\phi}=\dot{\phi}_0)$ から (14) 式の $dV/d\phi$ で引いた直
線が、 ϕ_1 曲線上 $\phi=\phi_0$ の点で、この ϕ_1 曲線に引いた
接線との交点を B' とする。この接線の傾斜 $\tan \alpha$ は
各 ϕ 曲線は平行であるから $\phi=\phi_0$ ならばどの ϕ 曲線
でも皆等しく

$$\tan \alpha = \left[\frac{drf(\phi)}{d\phi} \right]_{\phi_0} \dots\dots (15)$$

もし r が ϕ に無関係に一定ならば

$$\tan \alpha = r \left[\frac{df(\phi)}{d\phi} \right]_{\phi_0} = rF(\phi_0) \dots\dots (16)$$

もし、 r が i の関数であるなら (2) 式より r は ϕ の関
数となり

$$\tan \alpha = \left[\frac{dr(\phi)}{d\phi} f(\phi) + \frac{df(\phi)}{d\phi} r(\phi) \right]_{\phi_0}$$

$$\begin{aligned}&= \left[\frac{dr}{d\phi} \right]_{\phi_0} f(\phi_0) + \left[\frac{df(\phi)}{d\phi} \right]_{\phi_0} r(\phi_0) \\ &\dots\dots (17)\end{aligned}$$

(16) 式または (17) 式はあらかじめ計算しておくこ
とができる。以下 r を一定として計算をすすめる。

第7図において $\phi_1 - \phi_0$ が小であれば B' は ϕ_1 曲
線上の B と一致し、近似的に次式が成立する。

$$(\phi_1 - \phi_0) \tan \alpha + n_t \dot{\phi}_1 - n_t \dot{\phi}_0 = (\phi_1 - \phi_0) \tan \beta \dots\dots (18)$$

$$\text{いま } \Delta t = (\phi_1 - \phi_0) / \bar{\phi} \dots\dots (19)$$

$$\bar{\phi} = \frac{1}{2} (\phi_1 + \phi_0) \dots\dots (20)$$

ゆえに

$$\phi_1 - \phi_0 = \frac{1}{2} \Delta t (\dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_0) \dots\dots (21)$$

(14) 式を $\tan \beta$ とし (16), (21) 式を (18) 式に代
入すると

$$\begin{aligned}&\frac{\Delta t}{2} (\dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_0) r F(\phi_0) + n_t \dot{\phi}_1 - n_t \dot{\phi}_0 = \Delta t \bar{\phi} \\ &\quad \times \frac{\bar{e}(t) - \frac{1}{C} \left[f(\phi_0) + F(\phi_0) \cdot \frac{1}{2} (\phi_1 - \phi_0) \right]}{\bar{\phi}} \\ &= \bar{e} \Delta t - \frac{\Delta t}{C} \left[f(\phi_0) + F(\phi_0) \frac{\Delta t}{4} (\dot{\phi}_1 + \dot{\phi}_0) \right] \\ &\quad \frac{\Delta t}{2} r F(\phi_0) \dot{\phi}_1 + \frac{\Delta t}{2} r F(\phi_0) \dot{\phi}_0 + n_t \dot{\phi}_1 - n_t \dot{\phi}_0 \\ &= \Delta e - \frac{\Delta t}{C} f(\phi_0) - \frac{(\Delta t)^2}{4C} F(\phi_0) \dot{\phi}_1 \\ &\quad - \frac{(\Delta t)^2}{4C} F(\phi_0) \dot{\phi}_0 \\ &\quad \dot{\phi}_1 = \frac{\Delta e - \frac{\Delta t}{C} f(\phi_0) + \dot{\phi}_0 \left[n_t - \frac{\Delta t}{2} F(\phi_0) \left\{ r + \frac{\Delta t}{2C} \right\} \right]}{n_t + \frac{\Delta t}{2} F(\phi_0) \left\{ r + \frac{\Delta t}{2C} \right\}} \\ &\quad \dots\dots (22)\end{aligned}$$

$$\Delta e = \bar{e} \Delta t \dots\dots (23)$$

初期値 $\phi_0, \dot{\phi}_0$ を与え Δt を適当に仮定して (22)
式に代入すれば $\dot{\phi}_1$ が得られ、(21) 式より ϕ_1 が求め
られる。以下 $\phi_1, \dot{\phi}_1$ を初期値とすると $2\Delta t$ 後の ϕ 、
 $\dot{\phi}$ が得られ、同じ計算をくり返すと解が得られる。この
場合 $V-\phi$ 面は不要で、 $i=f(\phi)$ と $F(\phi)=df(\phi)/d\phi$
の2枚の図面、 Δe の表があれば計算ができ、検する
操作も不要で計算速度は V 関数法の数倍にもなる。
 Δt は周期関数の解が得られる予想がつけばその1周
期のはば20等分⁽⁹⁾したものを用いるとかなり正確で
早く計算できる。

このような新しい計算法により解を求めるときには

誤差を考へることは必要であるが、ある Δt の区間の誤差は求められたとしても、次の Δt の区間ではすでにこの Δt 区間の初期値に誤差をおびていて、誤差の計算はすこぶる複雑なものになる。そこで、もっとも簡単に誤差を知るには解析解の得られる線形回路、特に共振状態の回路を解いてその解析解と比較すると、誤差の程度、傾向がわかる。そこで線形回路の計算例と V 関数法で解いた非線形例をこの方法で解いてそれぞれの解を比較して誤差の程度を示すことにした。

(2.1) 線形例

$$L \frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C} \int i dt = e_m \sin \omega t \dots\dots\dots (24)$$

$t=0$ のとき $i=0$, C の電荷も 0 とする。 $L=1$, $C=1$, $r=1$, 共振角周波数は $1/\sqrt{LC}=1$, よって $\omega=1$, $e_m=1$, i の解析解は

$$i = \sin t - 1.155 \varepsilon^{-\frac{1}{2}t} \sin \frac{\sqrt{3}}{2} t \dots\dots\dots (25)$$

新 V 関数法では (20) 式より

$$\bar{\phi} = \frac{1}{2} (\phi_0 + \phi_1)$$

としているが

$$\bar{\phi} = \phi_0 \dots\dots\dots (26)$$

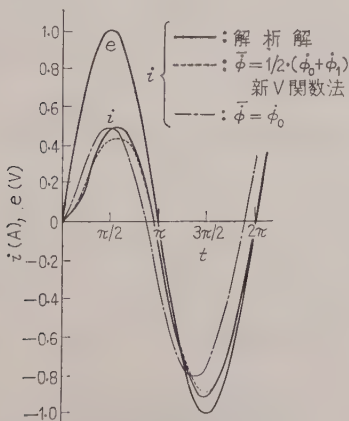
とすると

$$\phi_1 - \phi_0 = \dot{\phi}_0 \Delta t \dots\dots\dots (27)$$

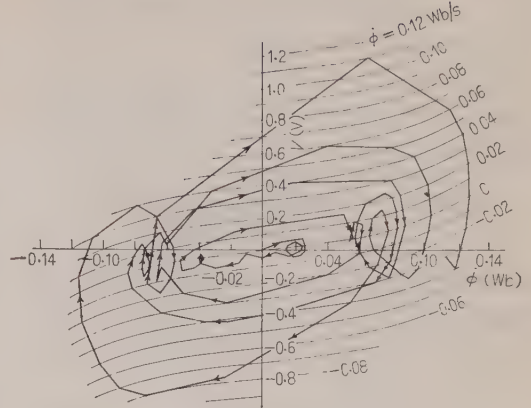
となる。また (22) 式は

$$\begin{aligned} \phi_1 = \frac{1}{n_t} \left[\Delta e - \frac{\Delta t}{C} f(\phi_0) \right. \\ \left. + \dot{\phi}_0 \left\{ n_t - \Delta t F(\phi_0) \left(r + \frac{(\Delta t)^2}{2C} \right) \right\} \right] \dots (28) \end{aligned}$$

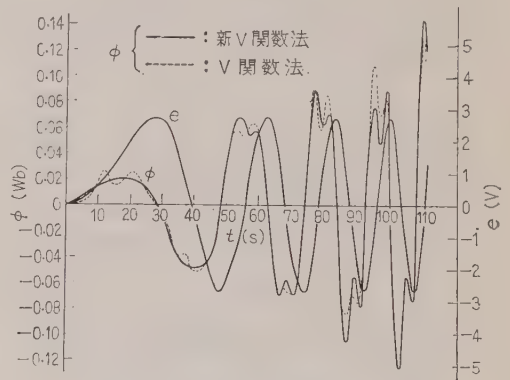
となり、(28) 式と (27) 式より解が得られ、操作はやや簡単となる。この方法を $\bar{\phi} = \phi_0$ 法とし新 V 関数法



第 8 図 線形回路の解の比較



第 9 図 非線形回路を V 関数法にて解いたときの V - ϕ 面 (横軸 ϕ が第 10 図の縦軸 ϕ の点線に対応する)



第 10 図 非線形回路の解の比較

と同じ Δt を用いて計算してみた。 $\Delta t = (1/20) (2\pi/\omega) = \pi/10 = 0.314$, 計算結果を第 8 図に示す。 $\bar{\phi} = \phi_0$ 法 (鎖線) は解析解 (実線) と比較して少々誤差があり、特に電流の位相が進んでいる。それに対し新 V 関数法 (点線) は誤差はわずかで、時間とともに小となり、位相はほとんど一致している。

(2.2) 非線形例 第 4 図の回路にて $i = f(\phi) = 10\phi + 1,000\phi^3$, $r=0.1$, $n_t=10$, $C=1/0.729$, $e(t) = \sqrt{2} \times 1.9 \sin (1/500)t^2 = \sqrt{2} \times 1.9 \sin \theta(t)$, $\omega = d\theta/dt = (2/500)t$

この例を V 関数法と新 V 関数法で解いてみた。新 V 関数法では Δt は各サイクルごとに 1 周期の $1/20$ とし、1 サイクルごとに Δt を次第に小さくした。第 9 図*に V 関数法による V - ϕ 面を示す。第 10 図*には新 V 関数法 (実線) と V 関数法 (点線) による $\phi(t)$ を比較して示した。かなりよく一致し位相の差はほと

* 第 9 図、第 10 図は徳島大学工学部学生大仲襄君、三谷浩一君の労作による。

んどない。新 V 関数法はこの $V-\phi$ 面を書かないだけで手数が減り、計算速度はかなり早くなっている。

この2例とも Δt は各サイクルの1周期の1/20を採用しているが他の解と比較してほとんど差を示していないので以後の計算にはこの Δt をとることにした。

3. 飽和コイルの実効インダクタンスと計算に用いた諸定数

巻数 n_i の飽和コイルの磁束 ϕ が電流に対し次式に示す関係があるとき、定常状態にて線形のインダクタンスと同じように取り扱うため、実効インダクタンスを考えることにする。

$$n_i \phi = Li - L\beta i^3 \quad (0 < \beta < 1) \quad (29)$$

流れる電流を正弦波とし、1周期間にたくわえられるエネルギーより実効インダクタンス L_e を決定することにする。

$$\frac{1}{2} L_e \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\phi = \frac{1}{2} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (n_i \phi) i d\phi \quad (30)$$

$$i = i_m \sin \phi = \sqrt{2} I \sin \phi \quad (31)$$

(29), (31) 式を (30) 式に代入すると

$$L_e \frac{i_m^2}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (Li_m \sin \phi - L\beta i_m^3 \sin^3 \phi) \times i_m \sin \phi d\phi$$

$$\begin{aligned} L_e &= \frac{L}{\pi} \int_0^{2\pi} (\sin^2 \phi - \beta i_m^2 \sin^4 \phi) d\phi \\ &= \frac{L}{\pi} \left(\frac{2\pi}{2} - \frac{3\pi}{4} \beta i_m^2 \right) = L \left(1 - \frac{3}{4} \beta i_m^2 \right) \\ &= L \left(1 - \frac{3}{2} \beta I^2 \right) \quad (32) \end{aligned}$$

実効値 I の電流が流れているとき、飽和コイルの実効インダクタンス L_e が (32) 式で与えられると、ある角周波数 ω の電源に接続したときの L_e , C , r がわかるから実効インピーダンス Z が I の関数として図上で表現される。別に電源電圧の実効値 E を与えると

$$Z = E/I \quad (33)$$

より Z は I に対し双曲線をなし、前記のインピーダンス曲線との交点から定常状態の近似的電流値が求められる。⁽¹¹⁾ この方法を Thomsen 法と名づけておく。この方法で近似的に定常状態の電流を求めておいて計算をすすめることにした。

まず計算に用いる磁化曲線を次のように定めた。

$$i = f(\phi) = 10\phi + 1,000\phi^3 \quad (34)$$

i を0から2までと予想してこの範囲で最小二乗法により

$$\phi = 0.0729i - 0.0058i^3 \quad (35)$$

を得た。(29) 式より、 $n_i = 10$ として

$$\left. \begin{aligned} n_i \phi &= 0.729i - 0.058i^3 \\ &= Li - L\beta i^3 \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

よって $L = 0.729$, $\beta = 0.0796$, $1/C = 0.729$ とし小振幅ならば $\omega = 1$ で共振するよう C を選んだ。また

$$F(\phi) = df(\phi)/d\phi = 10 + 3,000\phi^2 \quad (37)$$

抵抗 r は 0.1 とし、 i に無関係に一定とした。以上の諸定数は周波数変化、電圧変化のいずれにも採用した。この定数を用いて Thomsen 法により図式的に $E = 0.19$ とすると、ほぼ $\omega = 1.3$ で急に電流が減少し、ほぼ $\omega = 1.2$ で急に電流が増すことを知った。そこで周波数変化のときには

$$e_m = \sqrt{2} \times 0.19 = 0.269$$

の一定電圧を印加することにした。電圧変化のときには $\omega = 1.2$ とし、この方法により電圧の最大値がほぼ 0.27 で急に電流が増し、0.23 で急に電流が減少することを知った。

4. 周波数が増えたときの電流の変化

新 V 関数法は (21), (22) 式の2式で計算されるが (22) 式の Δe は (23) 式にて与えられ、ある Δt 区間の電源電圧 $e(t)$ の変化に相当する。これを次のようにして求めた。

振幅が一定で ω が時間 t に対し直線的に変化する電圧 $e(t)$ として

$$e(t) = e_m \sin \frac{1}{h} t^2 = e_m \sin \theta(t) \quad (38)$$

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} = \frac{2}{h} t \quad (39)$$

第2章に記したように各サイクルの1周期の1/20を Δt とし、そのサイクルの間は一定の Δt , サイクルが変わればそれに応じて Δt を変化させることにした。 $t=0$ から数えて N サイクル目の最後の時刻を t_N とすると

$$t_N^2/h = 2\pi N \quad \text{ゆえに} \quad t_N = \sqrt{2\pi h N}$$

よって N サイクル目の Δt_N は

$$\begin{aligned} \Delta t_N &= \frac{1}{20} (t_N - t_{N-1}) \\ &= \frac{\sqrt{2\pi h}}{20} (\sqrt{N} - \sqrt{N-1}) \quad (40) \end{aligned}$$

N サイクル目の第 n 番目 ($n=1, 2, 3, \dots, 19, 20$) の角 $\theta_n[N]$ は

$$\theta_n[N] = \frac{1}{h} t^2 = \frac{1}{h} \{ \sqrt{2\pi h (N-1)} + n \Delta t_N \}^2$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{h} \{ 2\pi h(N-1) + 2\sqrt{2\pi h(N-1)} \\
 &\quad \times n \Delta t_N + n^2 (\Delta t_N)^2 \} = 2\pi(N-1) \\
 &\quad + \frac{2\sqrt{2\pi h(N-1)}}{h} n \\
 &\quad \times \frac{\sqrt{2\pi h}(\sqrt{N} - \sqrt{N-1})}{20} + \frac{n^2 2\pi h}{h 400} \\
 &\quad \times \{ 2N-1 - 2\sqrt{N(N-1)} \}
 \end{aligned}$$

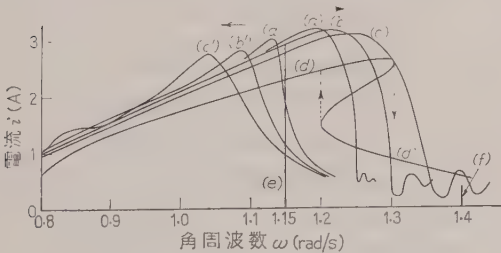
左辺第1項は正弦値の計算に不要であるから

$$\begin{aligned}
 \theta_{m[N]} &= \frac{\pi}{5} \{ \sqrt{N(N-1)} - (N-1) \} n \\
 &\quad + \frac{\pi}{200} \{ 2N-1 - 2\sqrt{N(N-1)} \} n^2 \\
 &= 0.6283 \{ \sqrt{N(N-1)} - (N-1) \} n \\
 &\quad + 0.0157 \{ 2N-1 - 2\sqrt{N(N-1)} \} n^2 \\
 &\quad \dots\dots\dots (41)
 \end{aligned}$$

そこで Δe は

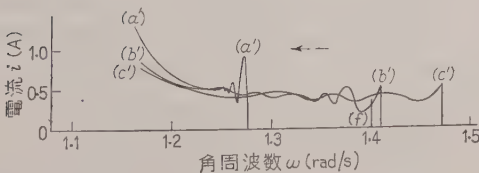
$$\Delta e = e_m \sin \theta_{m[N]} - e_m \sin \theta_{m-1[N]} \dots\dots\dots (42)$$

前章で定めた諸定数と (42) 式を (22) 式に、さらに (21) 式に代入して計算した。周波数上昇の場合には $N=1$ の $n=1$ より 20 まで、それから次の N に移るというように計算し、周波数下降の場合は以上の逆の順序で計算した。 $h=500, 1,000, 4,000$ の3種とし、電流波形の最高値をプロットしたのが第11図(a)である。周波数上昇の場合は $\omega=0$ より計算したが $\omega=0.8$ 以下は図では省略した。図中 (a), (a') は



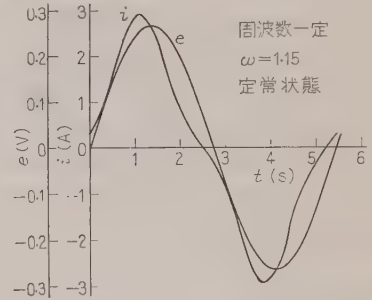
(a), (a') : $h=4,000$, (b), (b') : $h=1,000$
(c), (c') : $h=500$, 周波数変化速度は h に
逆比例する

第11図 (a) 周波数変化の場合

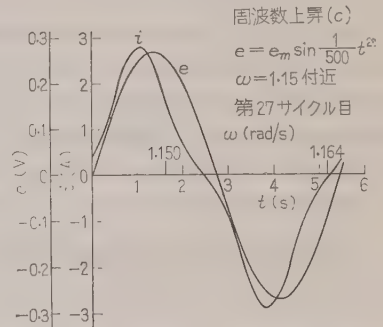


第11図 (b) 周波数下降のときの
出発直後の電流の変化

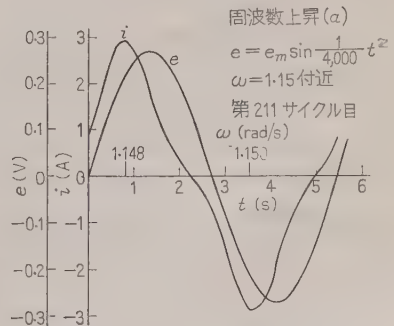
$h=4,000$, (b), (b') は $h=1,000$, (c), (c') は $h=500$ で (a), (b), (c) は周波数上昇, (a'), (b'), (c') は周波数下降, (a) は第260サイクル, (b) は第74サイクル, (c) は第60サイクルまで計算した。(d) は電流を正弦波と仮定したときの Thomsen 法による曲線 (最大値をプロット), (e) は $\omega=1.15$ の定常状態の振幅, (f) は $\omega=1.4$ の定常状態の振幅を示す。第11図 (b) は周波数下降の場合、一定周波数で定常状態 (縦の実線) に達してからそれぞれの速度で周波数を下降させ、ほぼ $\omega=1.2$ までの電流の最大値の変化を示す。次に二三の波形の例を示す。 $\omega=1.15$ の定常状態の波形を第12図, $h=500$ で周波数上昇中 $\omega=$



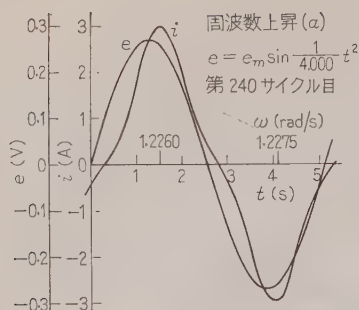
第12図 $\omega=1.15$ の定常状態の
電圧-電流波形



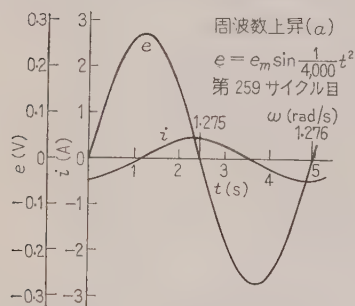
第13図 (c) の $\omega=1.15$ 付近の
電圧-電流波形



第14図 (a) の $\omega=1.15$ 付近の
電圧-電流波形



第 15 図 (a) で周波数上昇中は電流が最大になったときの波形



第 16 図 (a) で周波数上昇中急に電流が小になった付近の波形

1.15 付近の波形を第 13 図, $h=4,000$ で周波数上昇中同じ ω の付近の波形を第 14 図に示した。次に $h=4,000$ で周波数上昇中は電流が最大になったときの波形を第 15 図に, しばらく経過して電流が小になったときの波形を第 16 図に示した。以上の各図の中のサイクル数は $t=0$ から計算したサイクル数を示す。

5. 電圧が変化したときの電流の変化

(23) 式の Δe を次のようにして求めた。周波数が一定で電圧が時間に対し直線的に変化する電圧として

$$e = \frac{1}{k} t \sin \omega t \quad (43)$$

Δt は 1 周期 $2\pi/\omega$ を 20 等分して

$$\Delta t = \frac{1}{20} \frac{2\pi}{\omega} = \frac{\pi}{10\omega} \quad (44)$$

第 N サイクル目の第 n 番目 ($n=1, 2, 3, \dots, 19, 20$) の電圧 $e_{n[N]}$ は

$$e_{n[N]} = \frac{1}{k} \left\{ \frac{2\pi}{\omega} (N-1) + n \Delta t \right\} \sin \omega n \Delta t$$

よって Δe は

$$\Delta e = e_{n[N]} - e_{n-1[N]}$$

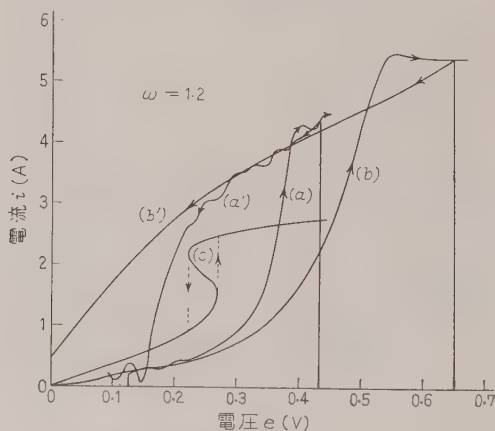
$$= \frac{1}{k} \left\{ \frac{2\pi}{\omega} (N-1) + n \Delta t \right\} \sin \omega n \Delta t$$

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{k} \left\{ \frac{2\pi}{\omega} (N-1) + (n-1) \Delta t \right\} \\ & \times \sin \omega (n-1) \Delta t \\ & = \frac{1}{k} \left\{ \frac{2\pi}{\omega} (N-1) \right\} \left\{ \sin n \frac{\pi}{10} \right. \\ & \quad \left. - \sin (n-1) \frac{\pi}{10} \right\} + \frac{\Delta t}{k} \left\{ n \sin n \frac{\pi}{10} \right. \\ & \quad \left. - (n-1) \sin (n-1) \frac{\pi}{10} \right\} \dots\dots\dots (45) \end{aligned}$$

$N=1$, 最初の第 1 サイクル目は

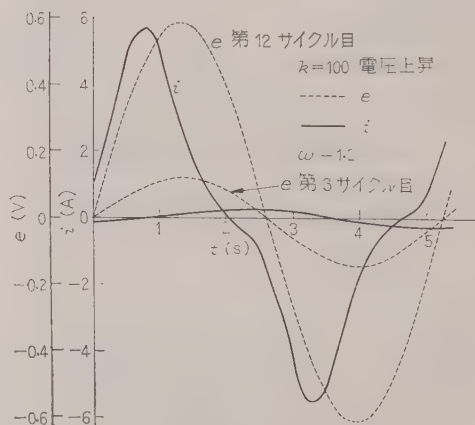
$$\Delta e = \frac{\Delta t}{k} \left\{ n \sin n \frac{\pi}{10} - (n-1) \sin (n-1) \frac{\pi}{10} \right\}$$

N が 2 以上のときには $\{\sin n (\pi/10) - \sin (n-1) (\pi/10)\}$ をあらかじめ各 n について計算しておいて, それに $(2\pi/k\omega) (N-1)$ を乗じたものと $N=1$ の Δe を各 n について加えると (45) 式は計算できる。

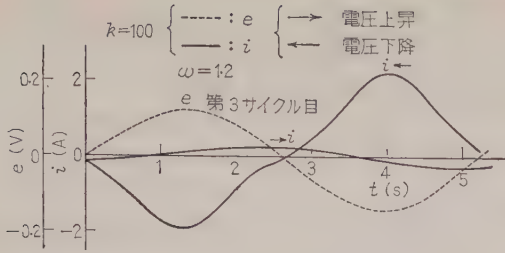


(a), (a'): $k=500$, (b), (b'): $k=100$,
電圧変化速度は k に逆比例する

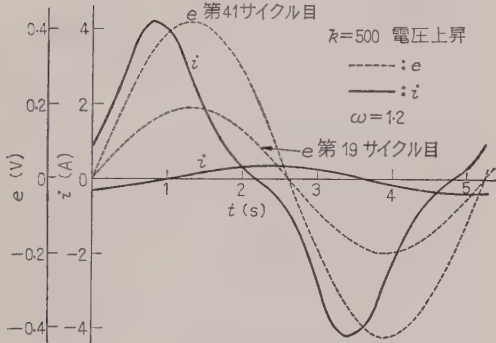
第 17 図 電圧変化の場合



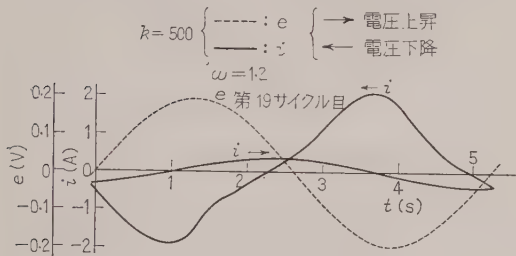
第 18 図 $k=100$, 電圧上昇時の第 3, 第 12 サイクル目の波形



第 19 図 $k=100$, 第 3 サイクル目の
電圧上昇, 下降時の波形



第 20 図 $k=500$, 電圧上昇時の第 19,
第 41 サイクル目の波形



第 21 図 $k=500$, 第 19 サイクル目の
電圧上昇, 下降時の波形

第 17 図に $\omega=1.2$ で $k=100, 500$ の電圧上昇, 電圧下降の計算例を示す。1 サイクル中の電流の最高値を縦に, 経過時間 t から求めた $(1/k)t$ の電圧を横にとって図示した。図の (a), (a') は $k=500$, (b), (b') は $k=100$, (a), (b) は電圧上昇, (a'), (b') は電圧下降, 縦の実線はその電圧を振幅とする電圧を加えて定常状態に達したときの電流の振幅を示し, その後その速度で電圧を上昇または下降させた。(c) は Thomsen 法による定常状態の電圧-電流特性をそれぞれの振幅で示す。電圧下降は上昇のときの Δe の順序を逆にして求めた。次に二三の波形を示す。第 18 図は $k=100$ 電圧上昇時の第 3 サイクル目, 第 12 サイクル目の電圧 (点線), 電流 (実線) の波形を示す。第 19 図は $k=100$ で第 3 サイクル目の電圧上昇時と電圧下降

時の電圧 (点線), 電流 (実線) の波形を示す。第 20 図は $k=500$, 電圧上昇時の第 19 サイクル目, 第 41 サイクル目の電圧 (点線), 電流 (実線) の波形を示す。第 21 図は $k=500$ で第 19 サイクル目の電圧上昇時と下降時の電圧 (点線), 電流 (実線) の波形を示す。各サイクル数は $t=0$ より計算したサイクル数を示す。

6. 計算結果に対する考察

以上の計算結果から次のことがいえる。

(a) 周波数が変化する場合, 第 11 図 (a), 第 11 図 (b)

(1) 周波数変化速度が大になると最大振幅は次第に減少している。周波数増加, 減少とも同じである。これは線形の場合と同じである。しかし周波数増加の場合の最大振幅は減少の場合のそれよりも大である。線形の場合は定常状態の最大振幅を軸として周波数の増加と減少が全く同形であるが, 非線形の場合は異なる形を示している。この形は Thomsen 法の定常状態の近似解の曲線 (d) に近い形を示している。

(2) 最大振幅の周波数は上昇の場合は周波数大のほうへ, 下降のときは周波数小のほうへ移動し, 速度が大になるほど大きく移動している。また速度が大になると上昇下降とも変化がゆるやかになっている。これは線形の場合と同一の現象である。

(3) 急に振幅が減少または増加して後の自由振動は線形と同じように現われている。周波数増加の 3 曲線ははっきりとでている。周波数減少のときには遅い速度の例ははっきりしないが, 早い速度では現われている。振幅が減少したときの自由振動の 1 サイクルの横幅は速度の大きいほうが大で一定ではないようである。

(4) 一定周波数の定常状態から周波数ある速度で下降させるときしばらく振動するが, 周波数変化速度の大きいものほど 1 サイクルの横幅が大である。

(b) 電圧が変化する場合 (第 17 図)

(1) 電圧変化速度を大にすると電流の急に変化する現象が電圧を上昇するときは電圧の高いほうへ移動し, 下降するときは電圧の低いほうへ移動するようである。これは周波数の変化するときによく似ている。

(2) 電圧変化速度を大にすると電流の変化がゆるやかになる。これも周波数変化の場合によく似ている。電圧下降で速度大の例ではゆるやかに変化して急に電流が減少するという異常現象が消失している。

(3) 電流が急に変化した場合変化後自由振動がある。これも周波数変化によく似ている。電圧変化速度

が大きいほうが1サイクルの横幅が大のようである。

(4) 一定電圧の定常状態から急に電圧をある速度で変化させると、しばらくは電流が振動することがある。第17図(a)の電圧上昇、(a')の電圧下降はこの例である。これは周波数変化によく似ている。

以上は一つの例の計算結果にすぎない。この一例より非線形回路に対するこの問題の解として大局を論じることがむずかしい。一般に解析解の困難な非線形回路において特に過渡現象の連続のようなこの問題ではいきおいこのような方法をとらざるをえない。しかし少なくともこの例の解はかなり正確で、そうひどい誤差は含んでいないと思う。

この論文では $i=f(\phi)$ を(34)式のようにヒステリシスを含まない ϕ の一価関数として計算した。ヒステリシスを含む場合も新 V 関数法は適用できるが、計算は少し複雑になる。のちほど報告したい。

また印加電圧として周波数変化のときには(38)式のように

$$e(t) = e_m \sin \frac{1}{h} t^2$$

電圧変化のときには(43)式のように

$$e(t) = \frac{1}{k} t \sin \omega t$$

といずれも正弦の式を用いた。本論文では電源のスイッチ投入直後の過渡現象の全く終了したのちの周波数、電圧の変化速度に対する現象を取り扱っているので、スイッチ投入位相は影響が少ないと考え、正弦の式で代表させた。ある周波数、ある電圧で定常状態に落ち着いてのち、周波数、電圧を変化させる場合も、電圧が上昇しつつ $e=0$ の瞬間から周波数、電圧を変化するように計算した。

最後にこの解を求めるため専心計算に従事して下さった阿部重善君(現協和電設勤務)、徳島大学工業短期大学部勤務加藤隆子嬢にお礼を申し上げる。

(昭和36年2月23日受付)

文 献

- (1) F.M. Lewis: A.S.M.E. "Applied Mechanics" APM-54-24, 253 (1932)
- (2) 内田・妹沢: 航研報告 No. 213, 43 (昭16)
- (3) 山田・栗山: 電学誌 **63**, 3 (昭11)
- (4) G. Hok: J. appl. Phys. **19**, 242 (1948)
- (5) F.M. Lewis: A.S.M.E. "Applied Mechanics APM-54-24, 254 (1932) (Fig. 1 を転載)
- (6) W. J. Cunningham: Introduction to Nonlinear Analysis p. 179 (1958) (Fig. 7.7 を転載)
- (7) W. J. Cunningham: Introduction to Nonlinear Analysis p. 184 (1958) (Fig. 7.10 を転載)
- (8) 池野: 電学誌 **77**, 1475 (昭32)
- (9) 馬場・林: 電学誌 **81**, 64 (昭36)
- (10) 電気学会編: 電気磁気学 p. 256 (昭28)
- (11) J.S. Thomsen: J. appl. Phys. **24**, 1379 (1953)

UDC 621.313.222.012.6-531.6: 621.385.48

サイラトロン制御直流直巻サーボモータの 動特性について*

資料・論文

36-96

正員 石 崎 長 光†

1. 緒 言

サイラトロン制御による直流電動機は自動制御要素として使用されており、その伝達特性についてはすでに報告⁽¹⁾⁽²⁾されている。しかし、これらは分巻電動機を対象としており、直巻電動機を取り扱った例はあまりないようである。直巻電動機は界磁電流と電機子電流が同一であるから、その特性に界磁鉄心の磁気飽和が直接影響するが、これを無視して磁束は電流に比例すると仮定しても直巻電動機の動特性に関する理論式は非線形となる。したがってサイラトロン制御による直巻電動機の特性、ことに動特性の解析は非常に複雑となる。

筆者は、さきにサイラトロン増幅器によって駆動される直巻電動機の運転特性⁽³⁾について報告したが、今回はファントロンを使用しない普通のサイラトロン制御回路によって、分割界磁直巻サーボモータを可逆運転した場合の動特性について述べる。

2. 回路および計算式

(2.1) サイラトロンモータ回路 サイラトロンの格子を制御し点弧角をかえて直流サーボモータの電流、速度および回転方向を制御する例はかなり多い。その制御回路の一例を第1図に示す。サイラトロン T_1 、 T_2 を半波整流形に接続して分割界磁直巻サーボモータに正または負の整流電流を供給する。交流電源電圧として $e=E_m \sin x$ 、 $x=\omega t$ を使用し、サイラ

ロン T_1 、 T_2 の格子回路には特定バイアスとして $e_b = -B(1 + \cos x)$ を加えて T_1 、 T_2 の点弧を押えておく。さらに格子回路に図のように電動機制御用信号電圧 E_s を重ね合わせて加える。 E_s の符号が正であれば T_1 が動作して電動機は正回転し、 E_s が負であれば T_2 が点弧して電動機は逆回転する。この場合サイラトロンの臨界格子電圧を無視すれば、サイラトロンの点弧角 x_f は

$$E_s = -2[e_b]_{x=x_f} = 2B(1 + \cos x_f) \dots (1)$$

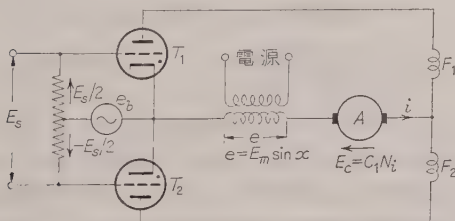
より求めることができる。

いま静止している電動機に信号を送って起動させる場合、または逆転させる場合の過渡特性について考える。

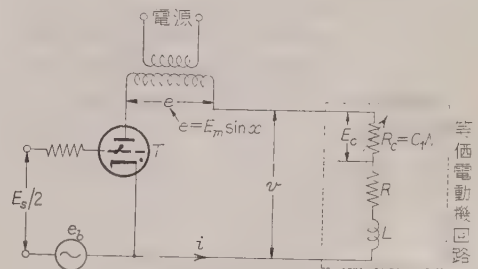
(2.2) 速度係数 サイラトロン制御による直巻サーボモータの特性を計算する場合において電動機電流 i は大きく変動するから、磁束は界磁鉄心の磁気飽和を表わす関数 $\Phi(i)$ として示すべきである。しかし簡単のために磁束は電流に比例するものと仮定すれば、電動機の逆起電力 E_c は抵抗 R_c で示すことができる。すなわち

$$\left. \begin{aligned} E_c &= C_1 N i = R_c i \\ R_c &= C_1 N \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

となる。また電動機の両界磁 F_1 、 F_2 の抵抗およびインダクタンスは相等しいものとし、かつ、電機子 A と F_1 、または F_2 との合成抵抗および合成インダクタンスをそれぞれ R および L として、サイラトロンモータ回路の一方方向だけを考えると、第1図は簡単に第2図で表わすことができる。図において電動機は



第1図 サイラトロンモータ回路



第2図 サイラトロンモータ回路

* Dynamic Characteristics of DC Series Servomotor Driven by Thyratrons. By T. ISHIZAKI, Member (College of Engineering, University of Osaka Prefecture).

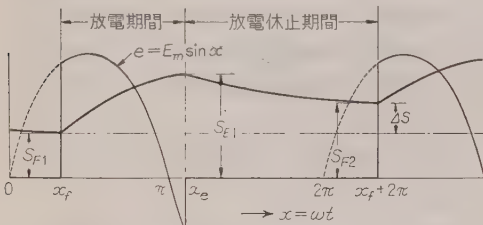
† 大阪府立大学工学部電気工学教室助教授、電気応用担当

$L-R-R_0$ なる等価回路で示した。この場合、電動機回路の全抵抗は

$$\left. \begin{aligned} R+R_0 &= (1+S)R \\ S &= R_0/R = C_1 N/R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となる。ここに S は電動機速度を表わすから速度係数と呼ぶことにする。電動機がサイラトロンによって運転されている場合は $S>0$ にして、サイラトロンによって制動されている場合は $S<0$ となる。

(2・3) 速度波形 サイラトロンによって電動機を運転している場合に電源交流電圧の1サイクル間における電動機速度の変化状態は第3図のようになる。



第3図 速度波形

サイラトロンが x_f で点弧されて電動機電流が流れると、電動機は加速され、点弧時の速度係数 S_{F1} は増大してサイラトロンの消弧する x_e においては S_{E1} となる。サイラトロン消弧後は電動機回路は開かれ電動機は惰行状態にはいり、減速されて次の点弧角 ($2\pi + x_f$) に達して速度は S_{F2} となる。

$S_{F1} < S_{F2}$ であれば電動機は加速されている過渡状態にあり、 $S_{F1} = S_{F2}$ であれば電動機速度は定常状態になったことを示す。

(2・4) 過渡特性計算式 第2図の回路においてサイラトロン放電期間 ($x_f \sim x_e$) は

$$L \frac{di}{dt} + (1+S) Ri = E_m \sin \omega t \dots\dots\dots (4)$$

なる関係式が成立する。また直巻サーボモータのトルク τ は電流の2乗に比例するから、比例定数を C_2 とすれば

$$\tau = C_2 i^2 = J \frac{dN}{dt} + DN + K (\text{sgn } N)$$

ただし、 J ：電動機および負荷の合成慣性モーメント、 D ：電動機および負荷の合成粘性摩擦係数、 K ：電動機および負荷の合成クーロン摩擦

となるが、速度係数 S を用いて上式を書きかえると

$$C_2 i^2 = J_0 \frac{dS}{dt} + D_0 S + K (\text{sgn } S) \dots\dots (5)$$

ただし、 $J_0 = JR/C_1$ 、 $D_0 = DR/C_1$

となる。

電動機がサイラトロンによって運転されている場合は $S>0$ であるから $K>0$ となるが、逆回転している電動機がサイラトロンによって制動されて速度が低下しつつある場合には $S<0$ となるから $K<0$ となる。(4) 式および (5) 式より S を求めて第3図の加速時の速度波形を描くことができる。しかし上式は非線形であり一般解を求めることができないから、数値計算によって S が求められる。

サイラトロン放電休止期間 ($x_e \sim 2\pi + x_f$) においては

$$J_0 \frac{dS}{dt} + D_0 S + K (\text{sgn } S) = 0 \dots\dots\dots (6)$$

より S を計算することができる。

以上 (4)、(5) 式および (6) 式を用いてサイラトロン制御によるサーボモータの起動時または逆転させた場合の動特性を計算することができる。しかし微分方程式が非線形であるために多大の時間と労力を必要とする。そこで本文ではまず速度係数 S は一定として (4) 式だけを用いて、サイラトロン制御による直巻サーボモータの定常状態における運転特性を計算し、これより電動機の動特性を求める。

3. サイラトロン制御による直巻サーボモータの運転特性

サイラトロンによって運転される直巻サーボモータの速度が安定した状態においては、電動機および負荷の慣性モーメント J が D 、 K に対して大きければ1サイクル間における速度変化は無視できる程度に小さくなる。したがって定常状態において S を一定と考えて電動機特性計算を行うことにする。

(3・1) 電動機回路の力率 第2図において電動機が S なる速度で回転している場合の回路の力率は

$$\cos \theta = \frac{R(1+S)}{\sqrt{X^2 + R^2(1+S)^2}} \dots\dots\dots (7)$$

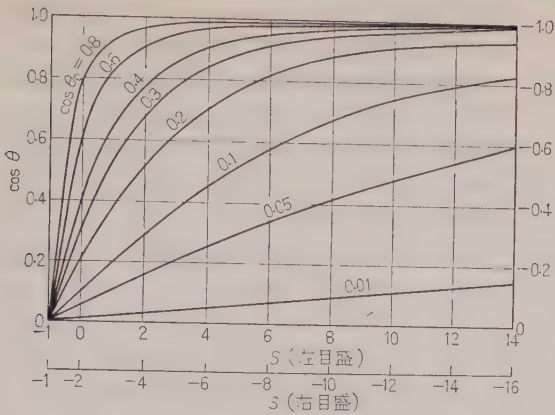
ただし、 $X = \omega L$

となる。また電動機が静止している場合には

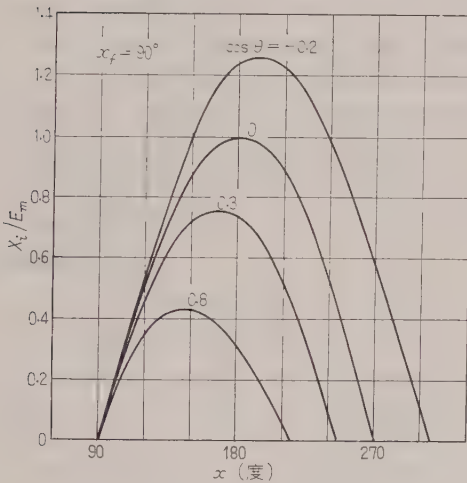
$$\cos \theta_0 = \frac{R}{\sqrt{X^2 + R^2}} \dots\dots\dots (8)$$

となり、電動機によって決まる定数である。いま静止時の力率 $\cos \theta_0$ をパラメータとして速度係数と力率との関係を示せば第4図のようになる。速度係数 $S > -1$ なる間は $\cos \theta > 0$ であるが、 $S < -1$ となれば $\cos \theta < 0$ となる。図より電動機速度は回路の力率で示すことができる。

(3・2) 電流波形 サイラトロン放電期間 ($x_f \sim x_e$) において、電動機速度 S は一定と考えてサイラ



第 4 図 力率対速度係数曲線



第 5 図 電流波形

トロン負荷電流を求めると (4) 式より

$$i = \frac{E_m}{X} \sin \theta \{ \sin(x - \theta) - \sin(x_f - \theta) \varepsilon^{-(x-x_f)/\tan \theta} \} \dots \dots \dots (9)$$

となる。点弧角 x_f を 90° として、 $\cos \theta$ をパラメータとした場合の電流波形を第 5 図に示す。

電動機静止時の力率 $\cos \theta_0 = 0.3$ とすれば、図において $\cos \theta = 0.3$ は電動機静止時の電流波形を、 $\cos \theta = 0.8$ は $S = 3.2$ の波形を示す。 $\cos \theta = 0, -0.2$ の曲線は電動機を他の原動機で逆方向に回転させて電動機速度を $S = -1, -1.7$ とした場合の電流波形である。図より電流波形はサイラトロンの点弧角を一定としても、電動機速度によって大きく変化し、制動時のサイラトロン電流は正回転時または静止時に比較して非常に大きくなっていることがわかる。

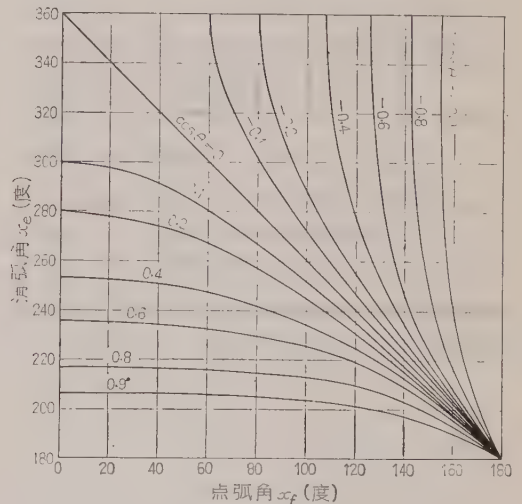
(3.3) 消弧角 (9) 式において $x = x_e$ のとき、

$$i = 0 \text{ としてサイラトロンの消弧角を求めると} \\ \sin(x_e - \theta) - \sin(x_f - \theta) \varepsilon^{-(x_e - x_f)/\tan \theta} = 0 \dots \dots \dots (10)$$

となる。電動機速度の関数である $\cos \theta$ をパラメータとして x_f に対する x_e の値は第 6 図のようになる。図より明らかなように $\cos \theta$ が負の場合の曲線と正の場合の曲線とは $\cos \theta = 0$ なる直線を軸として対称である。図において $x_e \geq 360^\circ$ の場合には、サイラトロンの格子は制御能力を失ない電流は連続して流れることになる。

(3.4) 電動機電圧および電流 (9) 式より電動機電流の 1 サイクルにおける平均値を求めると

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_{x_f}^{x_e} i dx = \frac{E_m \tan \theta}{2\pi X} (\cos x_f - \cos x_e) \dots \dots \dots (11)$$



第 6 図 消弧角対点弧角曲線

となり。また電圧の平均値は

$$V = R(1+S)I = \frac{E_m}{2\pi} (\cos x_f - \cos x_e) \dots \dots (12)$$

となる。しかし直巻サーボモータのトルクは電流の 2 乗に比例するから、電動機の運転特性を計算するためには電流の実効値を使用すべきである。(9) 式より電流の実効値 I_e を求めると次式のようにになる。

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{x_f}^{x_e} i^2 dx} = \frac{E_m \sin \theta}{2\sqrt{\pi} X} \sqrt{(x_e - x_f)^* - \sin(x_e - x_f) \cos(x_f + x_e + \theta) / \cos \theta} \dots \dots \dots (13)$$

電流の平均値が実効値に対する割合、すなわち波形率の逆数を γ とすれば

$$\gamma = \frac{I}{I_e} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cos \theta}} \times \frac{(\cos x_f)^*}{\sqrt{(x_e - x_f) - \sin(x_e - x_f)}} \times \frac{-\cos x_e}{\cos(x_f + x_e + \theta) / \cos \theta} \dots\dots\dots (14)$$

となる。

(3.5) 電動機の運転特性 電動機電圧および電流を無次元化するために

$$v_F = \frac{V}{E_m}, \quad i_{eF} = \frac{XI_e}{E_m}, \quad i_{aF} = \frac{XI}{E_m}$$

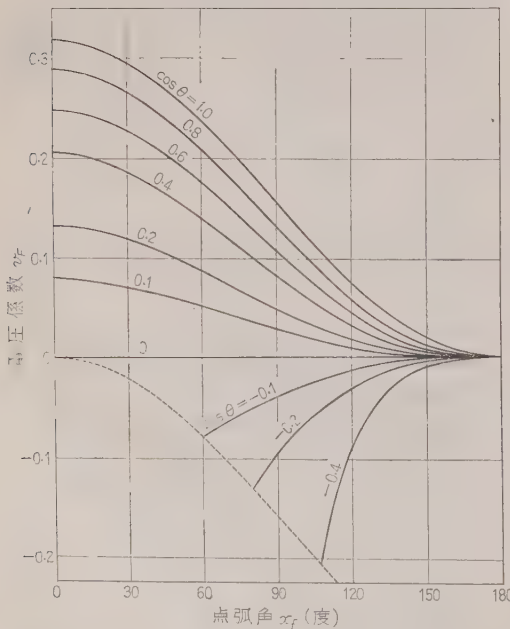
を用い、 v_F を電圧係数、 i_{eF} を電流係数および i_{aF} を平均電流係数と呼ぶことにする。(11), (12) 式および (13) 式より

$$v_F = \frac{1}{2\pi} (\cos x_f - \cos x_e) \dots\dots\dots (15)$$

$$i_{eF} = \frac{\sin \theta}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{(x_e - x_f) - \sin(x_e - x_f)} \times \cos(x_f + x_e + \theta) / \cos \theta \dots\dots\dots (16)$$

$$i_{aF} = \frac{1}{2\pi} \tan \theta (\cos x_f - \cos x_e) \dots\dots\dots (17)$$

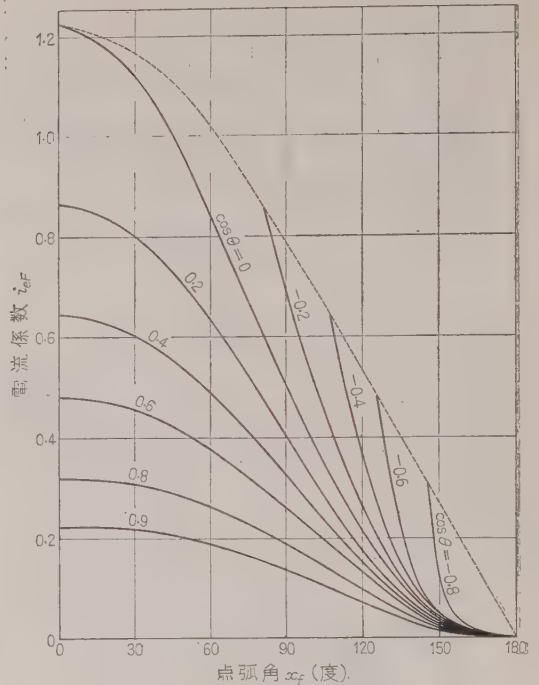
となる。(15) 式を用いて速度を表す力率をパラメータとして点弧角と電圧係数との関係を示せば第7図のようになる。また (16) 式を用いて力率をパラメータとして点弧角に対する電流係数の値は第8図のようになる。第7図および第8図において点線はサイラ



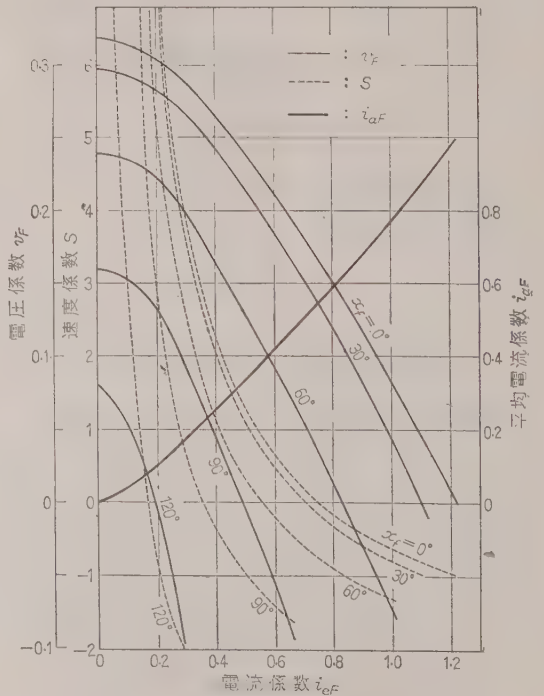
第7図 電圧係数対点弧角曲線

ロンの格子が制御能力を失ない、電流が連続して流れ、その値が無限に大きくなる境界線を示す。

次に静止時の力率 $\cos \theta_0 = 0.3$ なるサーボモータの



第8図 電流係数対点弧角曲線

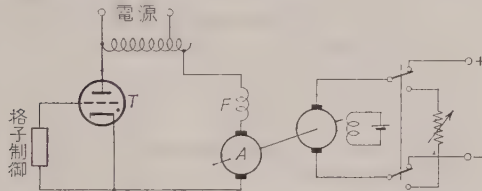


第9図 特性曲線

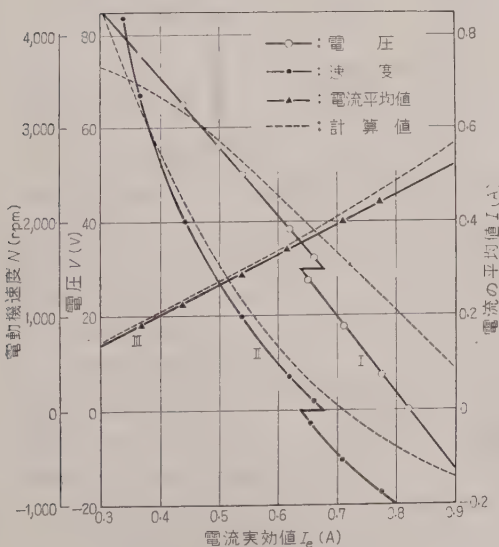
運転特性曲線を x_f をパラメータとして図示すると第 9 図のようになる。実線は電圧係数対電流係数特性を示すが、軽負荷、高速時を除いては近似的に直線とみなすことができる。電流の平均値を表わす平均電流係数対電流係数の関係は、電流が断続して流れる場合には点弧角によりわずかに変化するが、その変化はきわめて小さく、だいたい図の太線で示される。平均電流係数の形より電流係数が小さいときは γ は小さく、 i_{eF} の増大に伴ない γ は大きくなるのがわかる。また点線は速度係数を示す。

(3.6) 実験結果 実験に使用したサイラトロンは 5G 20、電動機は速度計用発電機付の分割界磁直巻サーボモータで、その定格は 100 V, 0.8 A, 40 W, 2,000 rpm である。第 10 図の回路で電動機負荷として 40 W の直流機を使用した場合における実験結果の一例を示せば第 11 図のようになる。図は $x_f=90^\circ$, $E_m=500$ V の場合で曲線 I はサイラトロン制御回路の出力電圧の平均値、すなわち電動機端子電圧を示し、曲線 II は電動機速度を、III は電流の平均値を表わす。点線はそれぞれの計算値を示した。

電動機電流の増加に伴ない、電圧の実験値が計算値



第 10 図 サイラトロンモータ負荷回路



第 11 図 運転特性曲線

より小さくなるのは計算において無視したサイラトロンの管内電圧降下、界磁鉄心の飽和および電機子反作用の影響による。またサイラトロンの放電休止期間においても界磁鉄心には残留磁気が存在し、電機子に電圧を誘起するから、電動機端子電圧の平均値は軽負荷、高速時においては前記の影響に打ち勝って実験値は計算値より大きくなる。次に電動機がサイラトロンによって運転されている場合と、直流機によって回転させられている場合とではクーロン摩擦および電機子反作用のために電圧曲線に不連続点ができるものと考えられる。図より $S>0$ なる場合でも $S<0$ の場合においても電圧特性は直線で表わすことができる。次に電動機が定格速度 $N=2,000$ rpm ($I_e=0.44$) のとき $\gamma=0.51$ にして、 $N=0$ ($I_e=0.68$) のとき $\gamma=0.54$ であるから、 γ は一定として計算をすすめても大きな誤差は生じない。

一般にサイラトロン制御による直巻サーボモータでは負荷電流の増大に伴ない電圧降下が大きくなるから、速度変動による電流変化の割合は小さい。このように電流変化の小さい場合には γ は近似的に一定と考えることができる。

4. サイラトロン制御による直巻サーボモータの動特性

(4.1) 電動機電圧 サイラトロンの点弧角および電源電圧を一定として直巻サーボモータを運転する場合に、電動機電圧と電流の実効値との間には直線の関係が存在するから、電動機電圧は次式で表わされる。

$$V = V_e - R_0 I_e \quad (18)$$

ここで V_e , R_0 はサイラトロンの点弧角、電源電圧および電動機の静止時における力率によって決まる定数である。また電流の平均値対実効値の比 γ は電流の変化範囲があまり大きくなければ近似的に一定と考えてよい。(12) 式および (18) 式より

$$V_e = R(1+S)\gamma I_e + R_0 I_e = R_e(1+S_e) I_e \quad (19)$$

$$\text{ただし、} R_e = R_0 + \gamma R, S_e = S\gamma R/R_0$$

となる。したがって V_e , R_e および S_e はサイラトロンによって運転される直巻サーボモータの見掛けの電圧、抵抗および速度係数を表わしている。

(4.2) 起動特性 サイラトロン制御回路に信号を送って電動機を起動する場合に、電動機速度が最終速度に達するまでの起動時間は相当長くなる。したがって起動時間に比較すれば 1 サイクルは微小時間とみなすことができるから、1 サイクル間における速度は近似的に一定と考えることができる。また 1 サイクル間

における直巻サーボモータのトルクの平均値は電流の実効値の2乗に比例するから、起動時の運動方程式は(5)式および(6)式から

$$C_2 I_e^2 = J_e \frac{dS_e}{dt} + D_e S_e + K \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\text{ただし, } J_e = \frac{R_e}{\gamma R} J_0, \quad D_e = \frac{R_e}{\gamma R} D_0$$

となる。この場合 $S_e > 0$ であるから $K > 0$ である。

計算を簡単にするため D_e を無視して(19), (20)式より S_e を求めれば

$$S_e + \frac{S_{e\infty} + 1}{2} \log \left| \frac{S_{e\infty} - S_e}{S_{e\infty} + S_e + 2} \right| = -\frac{K}{J_e} t \\ + \frac{S_{e\infty} + 1}{2} \log \left| \frac{S_{e\infty}}{S_{e\infty} + 2} \right| \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$\text{ただし, } S_{e\infty} = \sqrt{\frac{C_2}{K}} \frac{V_e}{R_e} - 1$$

となり、 $S_{e\infty}$ は最終速度を表わす見掛けの速度係数である。

(4.3) 制動特性 第1図の回路において負の信号($-E_s$)によって負の方向に回転しているサーボモータに正の信号($+E_s$)を送って逆転させる場合に、電動機が静止するまでの制動特性を計算してみる。この場合 $S_e < 0$, $K < 0$ であるから

$$V_e = R_e(1 - S_e)I_e \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$C_2 I_e^2 = -J_e \frac{dS_e}{dt} - D_e S_e - K \quad \dots\dots\dots (23)$$

となる。前記と同様に D_e を無視して上式より S_e を求めれば

$$S_e + (1 + S_{e\infty}) \tan^{-1} \left| \frac{1 - S_e}{1 + S_{e\infty}} \right| \\ = -\frac{K}{J_e} t + S_{e\infty} + (1 + S_{e\infty}) \tan^{-1} \left| \frac{1 - S_{e\infty}}{1 + S_{e\infty}} \right| \quad \dots\dots\dots (24)$$

となる。

(4.4) 惰行特性 $S_{e\infty}$ なる速度で回転しているサイラトロン制御による直巻サーボモータの電源を切

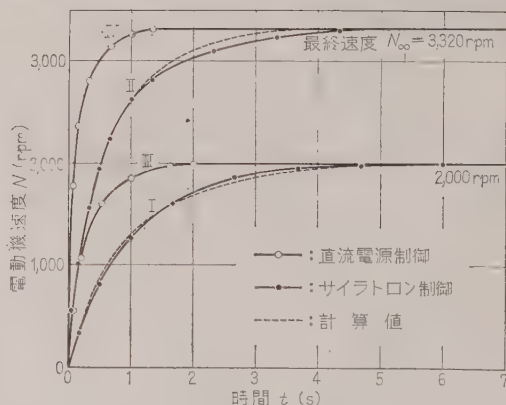
って、電動機を惰行させる場合の特性は(20)式において $I_e = 0$ において求められるが、 D_e を無視すれば

$$S_e = S_{e\infty} - \frac{K}{J_e} t \quad \dots\dots\dots (25)$$

となる。

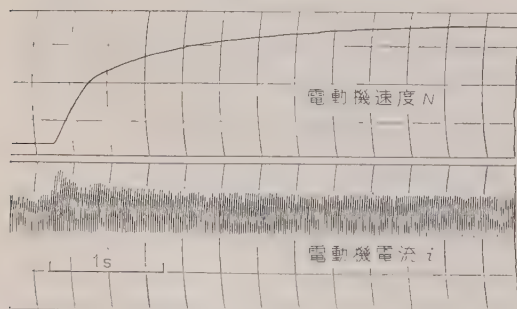
(4.5) 実験結果 実験に使用した電動機は前述の100 V, 0.8 A, 2,000 rpm の直巻サーボモータで、電動機負荷として電動機軸に直結した40 W の直流機を無負荷で使用した。第1図の回路で $E_m = 500$ V として $x_f = 90^\circ$ となるような負信号($-E_s$)を送って $N_{\infty} = -2,000$ rpm, $I_e = 0.44$ A で回転している状態で信号を切り換えて($+E_s$)とした場合、および電源を切って電動機を停止させた場合の速度および電流のオシログラムを示せば第12図のようになる。速度波形にリプル分が少ないことにより、定常状態における速度を一定とした仮定は正しく、また惰行時の速度のオシログラムがだいたい直線となっていることから粘性係数 $D \approx 0$ であることがわかる。

(4.6) 検討 第13図は惰行時の平均傾斜より K/J_e を求めて(21)式を用いて起動特性を計算した値と、実験値との比較を示す。曲線 I は $E_m = 500$ V,



第13図 起動特性

$x_f = 90^\circ$ で負荷として直流機を使用した場合の起動特性を、II は $E_m = 250$ V, $x_f = 60^\circ$ としてサーボモータを無負荷で起動した場合である。計算値は点線で示したが実験値との誤差は少ない。また曲線 III, IV は普通の平滑直流電源、たとえば直流発電機または蓄電池によって直巻サーボモータを起動した場合の特性である。図より明らかなように



第12図 電動機速度および電流のオシログラム

サイラトロン制御による場合の時定数は直流電源制御による場合に比較して長くなっている。

次に (24) 式を用いて制動時間の計算を行ったが測定値は計算値より 30~40% も長くなっている。瞬間的に過大電流の流れる制動特性の計算値と実験値との誤差は、界磁鉄心の磁気飽和および電機子反作用による発生トルクの減少によるものと考えられる。

5. 結 言

本文ではサイラトロン制御による直流直巻サーボモータを第 2 図のような誘導負荷 ($L-R-R_0$) として簡単に取り扱い、電動機の定常状態における速度変動を無視して静特性の計算式を導き、実験を行った。この場合、直巻サーボモータに加えられるサイラトロン制御回路の出力電圧は負荷電流の増大に伴ない著しく降下するが、電圧と電流との間には近似的に直線的な関係が存在する。したがってサイラトロンによって電動機に供給される直流電源は大きな外部抵抗を有する定電圧電源で置き換えることができる。この置換法によりサイラトロン制御直巻サーボモータの可逆運転時における動特性を求める式を線形化して計算式を導き、実験例を示した。

サイラトロン制御直巻サーボモータの起動時の時定数が直流電源によって運転された場合の時定数より長くなることは理論的にも明らかである。この場合の実験値は計算値とほぼ一致している。しかしサイラトロンから電動機に供給される直流は非常な脈動波形であるから、そのピーク値は定格値の数倍におよぶものと考えられる。したがって瞬間的に過大電流の流れる電動機の逆転制動時の時定数測定値は計算値よりさらに長くなっている。

理論式を求めるにあたって界磁鉄心の磁気飽和、電機子反作用およびサイラトロンの管内電圧降下などによる影響は考慮していない。しかしサイラトロンにより直巻サーボモータを制御する場合における動特性の算定に対して、一応の目安を得るには役立つものと思う。

終りに本研究に種々ご指導、ごべんたつをいただいた大阪大学山口次郎教授に厚くお礼を申し上げる。

(昭和 36 年 2 月 23 日受付)

文 献

- (1) 研野: 機械試験所所報 **12**, 162(昭 33); **13**, 16, 219, 274, 281 (昭 34)
- (2) W. Steiger: Regelungstechnik, **5**, Heft 2, 45 (1957)
- (3) 石崎: 電学誌 **81**, 365 (昭 36)

UDC 621.385.38.072.86: 621.376.55

サイラトロン^{*}の搬送波-PPM 波直線制御方式^{*}

資料・論文

36-97

正員 畑 四 郎[†] 正員 高 島 修 直^{††} 正員 徳 田 精^{††}

1. ま え が き

著者らはさきに簡単な回路を用いて、信号電圧により変調されたパルス位置変調波（以下、PPM 波と略記する）を発生し、このパルスでサイラトロン^{*}の格子制御を行うことにより、サイラトロン^{*}の出力電流（負荷電流平均値）と信号電圧の間に直線性をもたせることを報告し、⁽¹⁾ この方式を PPM 波による直線制御方式となえたが、今回この方式の拡張として、搬送波電圧によってサイラトロン^{*}の PPM 波直線制御回路を駆動する方式について研究した。すなわち、テレメタリングや差動変圧器による位置の検出装置などで、検出信号を可聴周波の搬送波を用いて伝達し、最後にサイラトロン^{*}を制御して、その出力電流で操作装置を駆動するような系において、サイラトロン^{*}を上記の PPM 波によって直線制御しようとするれば、

(1) 信号電圧による振幅変調波から信号成分（直流ないし超低周波）を再生して、PPM 波直線制御回路に加える。

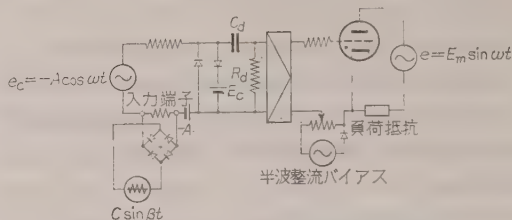
(2) 振幅変調波のまま加える。

(3) 振幅変調波を両波整流したままで加える。

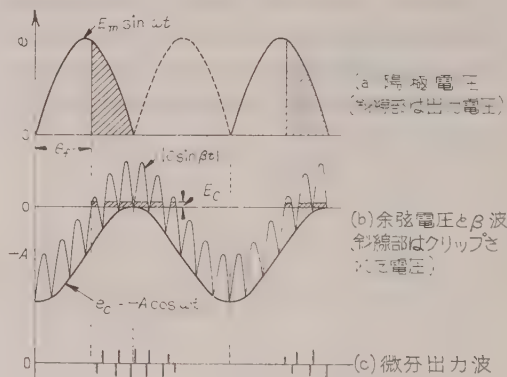
以上3とおりの方法が考えられる。半波整流のまま加える方法もあるが、これは (2) の振幅変調波のまま加える方法とあまり変わらないので、本論文では (3) の方法を用いる場合に発生する種々の現象を究明し、サイラトロン^{*}の制御方式として、この方法の有用性を確かめたので、搬送波-PPM 波直線制御方式と名づけ、その原理、特性の解析、実験などについての研究結果を述べる。

2. 回路構成と原理

信号が $C \sin \beta t$ なる可変振幅の可聴周波電圧で伝達されてきた場合、第1図に示すように PPM 波直線制御方式の回路⁽¹⁾の入力端子間に、搬送波信号を両波整流した $|C \sin \beta t|$ （以下この波を説明の便宜上 β



第1図 搬送波-PPM 波直線制御回路構成（半波回路）



第2図 各部電圧波形（半波回路）

波と呼ぶ)を印加する。第1図において、 e_c は余弦電圧 $-A \cos \omega t$ 、 E_c はクリップ電圧、 C_d 、 R_d は微分回路の容量と抵抗である。この場合、 β 波の振幅は $0 \leq C \leq 2A$ にとる必要があるから、 β 波と直列に $-A$ なる直流電圧をそう入して、点弧角を 0° から 180° まで制御できるようにする。各点における電圧波形は第2図に示すようになる。第2図 (a) は陽極電圧および出力電圧の瞬時値。(b) は余弦電圧 e_c と β 波を重ねたもので、斜線部がこの場合のクリップされた電圧波形である。(c) は微分出力波形である。この図に示す第1番目のパルスで点弧するので、この第1パルスの位相を θ_f とすると近似的に次式を満足する。

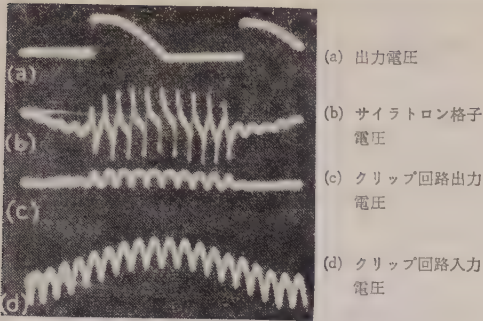
$$A(1 + \cos \theta_f) = C \quad (1)$$

抵抗負荷であれば、消弧角は 180° となり、両波出力回路ではサイラトロン^{*}の出力電圧平均値は次式のよう

* Linear Control Method of the Thyatron with PPM Wave Formed by the Carrier Signal. By S. HATA, Member, Y. TAKASHIMA, Member & T. TOKUDA, Member (College of Engineering, University of Osaka Prefecture).

[†] 大阪府立大学工学部電子工学教室

^{††} 大阪府立大学工学部電気工学教室



第 3 図 各部電圧波形オシログラム

になる。

$$E_o = \frac{E_m}{\pi} (1 + \cos \theta_f) = \frac{E_m \lambda}{\pi} \dots\dots\dots (2)$$

ただし

$$C/A = \lambda \quad (0 \leq \lambda \leq 2) \dots\dots\dots (3)$$

第 3 図は第 2 図の状況を示す実測のオシログラムである。(2)、(3) 式が示すように E_o は比信号電圧 λ に比例し、搬送波信号振幅に比例した出力電圧が得られる。これがサイラトロン搬送波-PPM 波直線制御の原理である。以下、出力電圧は両波出力の場合を取り扱う。

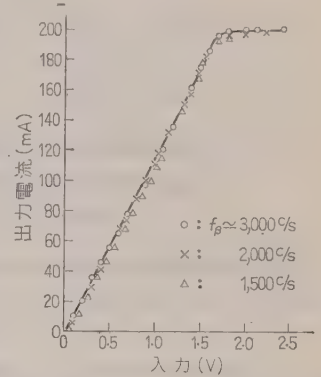
3. 搬送波直接制御法との比較

被増幅信号が搬送波により伝達されてくる場合、搬送波による直接制御法⁽²⁾を用いることにより、サイラトロン直線制御ができ、サイラトロンを増幅器として用いることが可能であるが、その際、確実な精度の高い制御を行うには、交流バイアスの振幅 A を充分大にとるとともに、直流バイアス電圧も A の大きさにとる必要がある。点弧角を全半サイクルにわたって制御するためには、搬送波の振幅を大きく増幅することが必要である。搬送波-PPM 波方式を用いると、余弦電圧を小さにとることができるので、搬送波での増幅は小さくてよい。さらに PPM 波に変換後増幅するため増幅度を大にしても雑音に起因する悪影響をうけない。しかし搬送波による直接制御法は正弦波の搬送波

を増幅するので増幅が容易であり、かつ、サイラトロンを格子への結合に変成器を用いる利点がある。

4. 搬送波-PPM 波直線制御の特性

前述のように本方式では、出力電流と搬送波電圧の関係は直線になる。第 4 図に示すような抵抗負荷を有する両波整流方式の PPM 波直線制御回路を用いて種々の周波数の搬送波を用い測定した入力電圧対負荷電流特性を第 5 図に示す。PPM 波直線制御の場合にくらべ、この場合は $-A$ なる直流電圧を入



第 5 図 入力電圧対負荷電流特性

力信号と直列に加えているので、特性曲線は原点をとり、 $C > 2A$ になると飽和特性を示す。

搬送波を用いるために、余弦電圧と搬送波電圧の相對位相に基づく特異な現象が存在するので、電源周波数の選定には注意を要する。これらについては次章以下に述べる。

5. 一定振幅搬送波に対する点弧角の推移

(5.1) 比信号電圧 λ と点弧角の関係 以下、電源周波数に対する位相角と β 波に対する位相角がまぎらわしくなるので、位相角を表示する記号に、それぞれ ω あるいは β の添字をつけて区別する。

搬送波の角周波数 β と電源電圧の角周波数 ω の比を q とおく

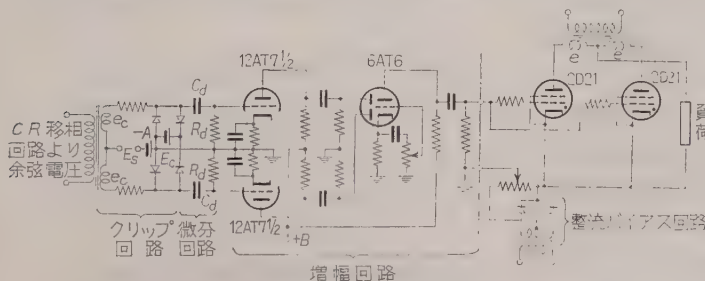
$$q = \beta / \omega \dots\dots\dots (4)$$

第 6 図において、 Y 曲線は直流バイアス A と余弦

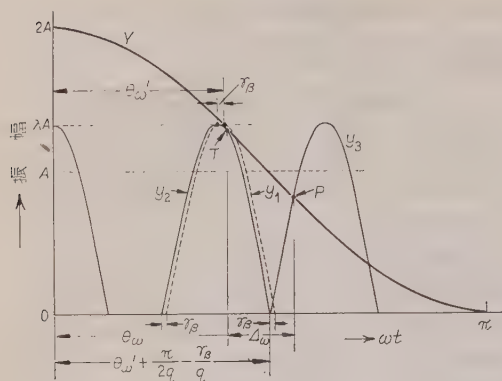
電圧による合成電位曲線と

$$Y = A(1 + \cos \omega t) \dots\dots (5)$$

により与えられる。ここで述べる搬送波-PPM 波制御方式では、(1)、(3) 式に示すように、搬送波の電位曲線と、 Y 曲線と交わる点の位相が点弧位相を与えるとみなしう。振幅 $C = \lambda A$ の β 波の波高点が Y 曲線と交わるような位



第 4 図 両波出力 PPM 波直線制御回路



第 6 図 搬送波振幅とクリップされる位相の関係

相の搬送半波が第 6 図の曲線 y_1 で示されている。その波高点が θ_ω' の位相にあるものとする

$$y_1 = \lambda A \cos(\beta t - q\theta_\omega') \dots\dots\dots (6)$$

また、 Y 曲線と接点 T で接する搬送半波は、 y_1 曲線より角 γ_β だけ左へずれている。これを y_2 で表示すると次式のようになる。

$$y_2 = \lambda A \cos(\beta t - q\theta_\omega' + \gamma_\beta) \dots\dots\dots (7)$$

y_2 半波と相隣の搬送半波を y_3 曲線で表わす。これは Y 曲線と P 点および他の一点で交わる。 T 点の位相を θ_ω とし、 P 点の位相を $(\theta_\omega + \Delta_\omega)$ とする。 Y 曲線に対して y_1 曲線の波高点が位相 θ_ω' で交わる条件より

$$\lambda = 1 + \cos \theta_\omega' \dots\dots\dots (8)$$

を得る。接点 T において

$$\lambda \cos\{q(\theta_\omega - \theta_\omega') + \gamma_\beta\} = 1 + \cos \theta_\omega \dots\dots\dots (9)$$

が成立し、 Y 曲線と y_2 曲線が位相 θ_ω において接する条件は

$$\left. \frac{dY}{d(\omega t)} \right|_{\omega t = \theta_\omega} = \left. \frac{dy_2}{d(\omega t)} \right|_{\omega t = \theta_\omega} \dots\dots\dots (10)$$

であるから、(10)式に (5) 式および (7) 式を代入して

$$\sin \theta_\omega = q \lambda \sin\{q(\theta_\omega - \theta_\omega') + \gamma_\beta\} \dots\dots\dots (11)$$

(9) 式と (11) 式を用いて λ と θ_ω の関係を求めると

$$\lambda = \sqrt{\frac{1}{q^2} \sin^2 \theta_\omega + (1 + \cos \theta_\omega)^2} \dots\dots\dots (12)$$

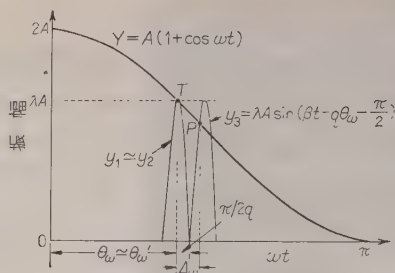
を得る。しかるに q が充分大きいときは (12) 式は

$$\lambda \approx 1 + \cos \theta_\omega \dots\dots\dots (13)$$

となり、(8) 式と比較すると

$$\theta_\omega \approx \theta_\omega' \dots\dots\dots (14)$$

このことより、搬送周波数が電源周波数にくらべて充分大であれば、近似的に $\gamma_\beta = 0$ とし、接点 T は搬



第 7 図 点弧角の推移範囲 Δ_ω と θ_ω の関係

送波の波高点に一致するとみなしうる。この結果を用いると、波高点 T で $Y = A(1 + \cos \omega t)$ に接する搬送半波とそれに隣接する半波の関係は第 7 図のようになり、同一振幅 $C = \lambda A$ の搬送波の位相が推移する場合には、点弧角は TP 間の位相すなわち、 θ_ω と $(\theta_\omega + \Delta_\omega)$ の区間で変動する。

(5.2) λ と点弧角の推移量 Δ_ω との関係 第 7 図の P 点において、 β 波の電圧と (バイアス + 余弦電圧) が等しくなるので

$$1 + \cos(\theta_\omega + \Delta_\omega) = -\lambda \cos(q\Delta_\omega) \dots\dots\dots (15)$$

が成立し、この式を (13) 式に代入すると

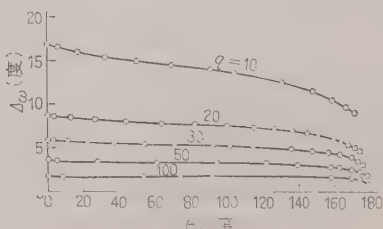
$$\cos(q\Delta_\omega) = -\frac{1 + \cos(\theta_\omega + \Delta_\omega)}{1 + \cos \theta_\omega} \dots\dots\dots (16)$$

を得る。この式より θ_ω を求めると次式のようになる。

$$\theta_\omega = \sin^{-1} \left\{ \frac{1 + \cos(q\Delta_\omega)}{\sqrt{\sin^2 \Delta_\omega + (\cos \Delta_\omega + \cos q\Delta_\omega)^2}} \right\} + \tan^{-1} \left\{ \frac{\cos \Delta_\omega + \cos(q\Delta_\omega)}{\sin \Delta_\omega} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

(17) 式は q が与えられたときの θ_ω と Δ_ω との関係を与えるもので、 q をパラメータとして、 θ_ω と Δ_ω の関係を数値計算によって求めると、第 8 図のようになる。この図から q を大きくすると、 θ_ω のいかにかわからず Δ_ω がほぼ一定値となることがわかる。

(5.3) 点弧角の推移現象 q が整数の場合には、陽極電圧の各半波において β 波との相対位相が常に同一であるから、各半波における点弧角は等しいが、 q

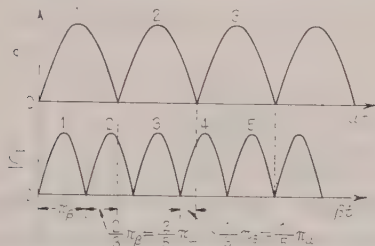


第 8 図 q をパラメータとして計算した θ_ω と Δ_ω の関係

が整数でないと相対位相が陽極電圧の各半波ごとにずれてくるので、点弧角は θ_o と $(\theta_o + \Delta_o)$ の間で種々の値をとる。

$$q = \beta/\omega = M/N \quad (M > N) \quad \dots\dots\dots (18)$$

ただし、 M 、 N は互に素なる整数とする。最大の位相角で点弧している陽極電圧半波を基準にとり、各半波ごとに 1, 2, 3, ..., N と番号をつけておく。最大の点弧位相 θ_{1o} は $(\theta_o + \Delta_o)$ で与えられる。ただし、 Δ_o は β 波の位相角で測ると 90° より大で 180° より小さい。陽極電圧第 1 半波での β 波の初期位相に対し

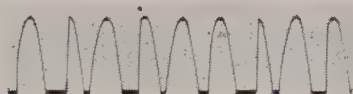


第 9 図 相対位相のずれる状況
($\beta/\omega = \frac{M}{N} = \frac{5}{3}$ の場合)

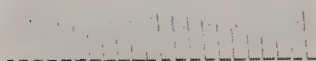
第 2 半波での初期位相は β 波の位相角で測って $180^\circ \times (M/N \text{ の小数部})$ だけ進む。このため第 2 半波での点弧角は θ_{2o} ($\theta_{2o} < \theta_{1o}$) となる。相対位相のずれる模様を $M/N=5/3$ の場合について示したのが第 9 図である。

相対位相のずれは電源電圧の N 半波が終ると、ちょうど β 波の位相角で 180° に達し、次の N 半波間で同じことをくり返す。たとえば $M/N=50/9$ の場合について計算すると第 1 表のようになる。

β が ω に対して充分大で、 Δ_o が小さいときは第 7 図 Y 曲線上の P 点と T 点の区間を線分とみなすと、各半波での点弧角は順序よくではないが $[M/N \text{ の小数部が } (N-1)/N \text{ または } 1/N \text{ のときには順序よく}]$



(a)
 $q = \frac{M}{N} = \frac{8}{5}$ (5 半サイクルを周期として変化)



(b)
 $q = \frac{M}{N} = \frac{29}{10}$ (10 半サイクルを周期として順序よく変化)

第 10 図 点弧角の推移現象による出力電圧波形の変化する模様

第 1 表 $\beta/\omega = M/N = 50/9$ の場合の相対位相関係

陽極電圧半波の番号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
β 波の初期位相	0°	100°	20°	120°	40°	140°	60°	160°	80°	$180^\circ = 0^\circ$
← - 1 周期 (9 半波) →										

く N 半波間に Δ_o/N だけ異なった値を 1 個ずつとる。第 10 図はこの間の事情を観測したオシログラムの一例である。

6. 搬送波-PPM 波直線制御方式における出力電圧平均値

一定振幅の β 波を加えて、サイラトロンが点弧位相 θ_o で放電している場合の出力電圧平均値 $E_o(\theta_o)$ は

$$E_o(\theta_o) = \frac{E_m}{\pi} (1 + \cos \theta_o) \quad \dots\dots\dots (19)$$

で与えられ、点弧位相が $(\theta_o + \Delta_o)$ のときには

$$E_o(\theta_o) = \frac{E_m}{\pi} \{1 + \cos(\theta_o + \Delta_o)\} \quad \dots\dots\dots (20)$$

となる。 q が整数のときには、相対位相が常に一定となるので、点弧角は θ_o と $(\theta_o + \Delta_o)$ の間の一つの値をとり、出力電圧平均値も (19) 式と (20) 式で与えられる値の間のある一定値をとる。

β 波の振幅が一定であっても、 q が整数でないと前述のように点弧角が推移していくので、出力電圧は N 半波を周期としてふらつくことになる。この N 半波間の出力電圧平均値は

$$E_{o,N} = \frac{1}{N\pi} \sum_{k=1}^N \int_{\theta_o + k\frac{\Delta_o}{N}}^{\theta_o + (k+1)\frac{\Delta_o}{N}} E_m \sin \theta d\theta \quad \dots\dots (21)$$

で与えられ、右辺の積分を遂行すると

$$E_{o,N} = \frac{E_m}{\pi} \left\{ 1 + \frac{1}{N} \frac{\sin \frac{\Delta_o}{2} \cos \left(\theta_o + \frac{N+1}{N} \frac{\Delta_o}{2} \right)}{\sin \frac{\Delta_o}{2N}} \right\} \quad \dots\dots\dots (22)$$

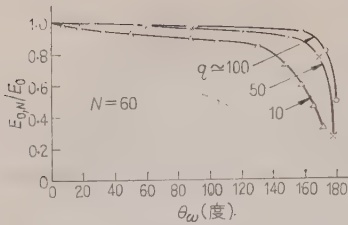
となる。 N 半波間の平均点弧角を $\theta_{o,N}$ とすると

$$\theta_{o,N} = \cos^{-1} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin \frac{\Delta_o}{2} \cos \left(\theta_o + \frac{N+1}{N} \frac{\Delta_o}{2} \right)}{\sin \frac{\Delta_o}{2N}} \right\} \quad \dots\dots\dots (23)$$

で表わされる。 β 波の波高点で点弧しているときの出力電圧平均値と比較すると

$$\frac{E_{o,N}}{E_o} = \frac{1 + \cos \theta_{o,N}}{1 + \cos \theta_o} \quad \dots\dots\dots (24)$$

となる。(13), (17) 式および (24) の各式を用いて種

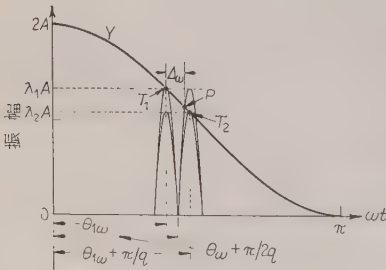


第 11 図 点弧角の推移による出力電圧の減少 (計算値)

種の q について θ_{ω} に対する $E_{0,N}/E_0$ の値を数値計算すると、第 11 図のようになる。

7. 搬送波振幅の変化による点弧角の急変

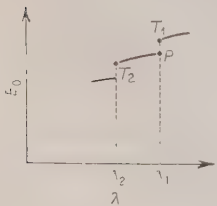
前述のように q が整数のときには、一定振幅の β 波に対して、陽極電圧各半波での点弧角は一定値となるが、このとき λ を変化していくと点弧角が突然変化し、出力電圧が急激に変動する現象が生じる。このため、 λ 対 E_0 の特性は直線とならず階段特性となる。この現象は搬送波による直接制御⁽²⁾の場合にも存在するが、本論文では階段特性の解析的検討を行う。第 12 図において q を整数とすると β 波の振幅が $\lambda_1 A$ のときどの半波においても $\theta_{1\omega}$ および Δ_{ω} は同一の値を



第 12 図 階段特性の説明図 (固定相対位相)

とる。このとき、 T_1 点で点弧しているものとする。この状態から β 波の振幅が少しでも減少すると、点弧位

相は突然 P 点に移り、以後 β 波振幅の減少につれて点弧位相は P 点から連続的に T_2 点 (この点での β 波振幅は $\lambda_2 A$) まで変化する。さらに β 波の振幅が減少すると、再び点弧位相が突然変化を起す。 λ の変化に対する E_0 の変化は第 13 図のようになる。同図におい



第 13 図 信号振幅の変化による出力電圧の跳躍 (階段特性)

て T_1, P, T_2 の各点における点弧角は $\theta_{1\omega}, (\theta_{1\omega} + \Delta_{\omega})$ および $(\theta_{1\omega} + \pi/q)$ であるから、 T_1 点において

$$\lambda_1 = 1 + \cos \theta_{1\omega} \dots \dots \dots (25)$$

P 点において

$$-\lambda_1 \cos(q \Delta_{\omega}) = 1 + \cos(\theta_{1\omega} + \Delta_{\omega}) \dots \dots (26)$$

が成立する。 P 点と T_2 点間の任意の λ に対する点弧角を $\theta_{f\omega}$ とするとき次式の関係が存在する。

$$\lambda_1 \geq \lambda \geq \lambda_2 \dots \dots \dots (27)$$

$$\theta_{1\omega} + \Delta_{\omega} \leq \theta_{f\omega} \leq \theta_{1\omega} + \pi/q \dots \dots \dots (28)$$

点弧位相においては

$$-\lambda A \cos q(\theta_{f\omega} - \theta_{1\omega}) = A(1 + \cos \theta_{f\omega}) \dots \dots \dots (29)$$

が成立するから次式の関係を得る。

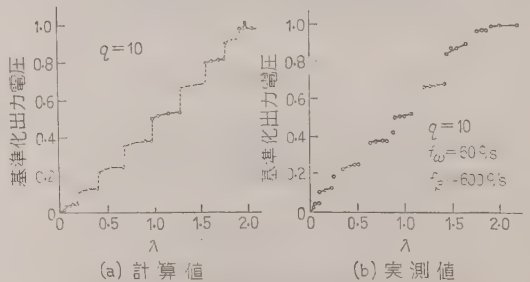
$$\lambda = -\frac{1 + \cos \theta_{f\omega}}{\cos q(\theta_{f\omega} - \theta_{1\omega})} \dots \dots \dots (30)$$

q が整数の場合、陽極電圧に対する β 波の相対位相が与えられると $\theta_{1\omega}$ が決定される。 $\theta_{1\omega}$ に対する λ_1 の値と Δ_{ω} の値は (13) 式および (17) 式の関係より求めることができる。 $\theta_{1\omega}$ と Δ_{ω} がわかれば、(30) 式の右辺に (28) 式を満足する $\theta_{f\omega}$ を与えて、それに対応する λ の値を計算することができる。この結果、任意の λ に対する $\theta_{f\omega}$ が決定されるので、(2) 式を用いて E_0 を算出することができる。第 13 図において、跳躍点における出力電圧の跳躍値 E_d は次式で与えられる。

$$E_d = \frac{2 E_m}{\pi} \sin \frac{\Delta_{\omega}}{2} \sin \left(\theta_{1\omega} + \frac{\Delta_{\omega}}{2} \right) \dots \dots \dots (31)$$

上述の手順を用いて $q=10$ 、 β 波の初期位相 90° の場合の λ 対 E_0 の階段特性を計算および実験によって求めた結果を第 14 図に示す。

以上、 q が整数の場合についての跳躍現象を説明したが、この現象は q が整数でない場合にも生じる。 $q = M/N$ ($N \neq 1$) の場合には、陽極電圧の N 半波ごとに β 波との相対位相が同一となり、この N 半波間に β 波が M 半波含まれているので、 λ を 0 から 2 まで



第 14 図 階段特性

変化する間に点弧角の跳躍は M 個所で起る。しかし (5・3) 節で述べたような点弧角の推移による電圧のふらつきも共存するので、互に素なる M, N がともに小さい場合でないとい段階特性を明確に測定することは困難である。

8. パルス化に対する考察

第 15 図に示す各電圧曲線図において、クリップ回路で切り取られる第 1 番目の台形波の傾斜部のこう配 m は次式で与えられる。

$$m = \left[\frac{d}{d(\omega t)} \{ -A \cos \omega t + C \sin \beta(t - \varphi_\omega / \omega) \} \right]_{\omega t = \theta_{f\omega}} \\ = A \sin \theta_{f\omega} + C q \cos q(\theta_{f\omega} - \varphi_\omega) \quad \dots (32)$$

ここで $\theta_\omega, \varphi_\omega$ は第 15 図 (a) に示すように β 波の波高値がクリップレベルに接するような β 波半波の波高点および終りの位相角で、 $\theta_{f\omega}$ は第 1 番目台形波の初期位相である。図より

$$\theta_{f\omega} - \varphi_\omega = \theta_{f\omega} - \theta_\omega - \pi/2 q \quad \dots (33)$$

なる関係があるので、(32) 式は次のようになる。

$$m = A \sin \theta_{f\omega} + C q \sin(q \Delta_\omega) \quad \dots (34)$$

台形波の傾斜部の継続時間を t_1 とすると

$$m \omega t_1 = E_c \quad \dots (35)$$

で、このような台形波が第 15 図 (b) に示すような C_d, R_d 微分回路に加えられると、微分出力電圧 $e_R(t)$ は $0 \leq t \leq t_1$ において

$$e_R(t) = m \omega C_d R_d (1 - e^{-t/C_d R_d}) \quad \dots (36)$$

となり、(34) 式に代入すると

$$e_R(t) = A \omega C_d R_d \sin \theta_{f\omega} (1 - e^{-t/C_d R_d}) + \beta \lambda A C_d R_d \sin(q \Delta_\omega) (1 - e^{-t/C_d R_d}) \dots (37)$$

となる。この式の右辺第 1 項は余弦波に起因する成分⁽¹⁾で、第 2 項が搬送波を微分して発生する成分であ

る。微分回路が完全な微分を行うものとすればパルスの高さ E_p は

$$E_p = A \omega C_d R_d \sin \theta_{f\omega} + \beta \lambda A C_d R_d \sin(q \Delta_\omega) \quad \dots (38)$$

で与えられ、第 2 項の搬送波に起因するパルス成分を E_{pc} とすると

$$E_{pc} = C \beta C_d R_d \sin(q \Delta_\omega) \quad \dots (39)$$

で、 q が充分大きいときは $\theta_\omega = 0$ および $\theta_\omega = 180^\circ$ の付近を除いて Δ_ω はほとんど一定とみなせるので

$$\sin(q \Delta_\omega) \simeq K \quad \dots (40)$$

とおける。パルス幅 τ は t_1 に等しいので、(34)、(35) 式および (40) 式の各式を用いて

$$\tau = \frac{E_c}{\omega A \sin \theta_{f\omega} + K C \beta} \quad \dots (41)$$

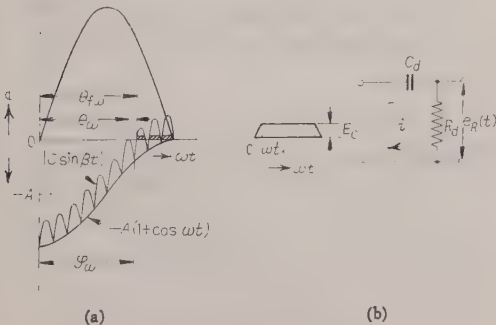
で与えられる。この値は β 波の振幅 C とともに減少するが、(41) 式の分母第 1 項を無視すると $K=1$, $C=2A$ のとき最小値 τ_{\min} となり次式で与えられる。

$$\tau_{\min} = \frac{E_c}{2 \beta A} = \gamma/2 \beta \quad \dots (42)$$

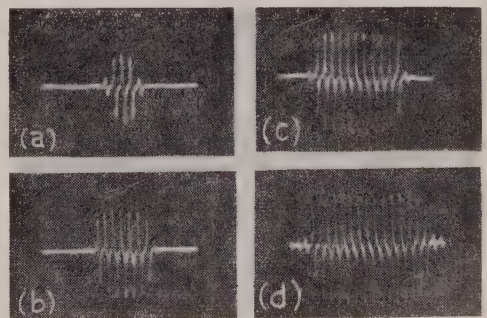
γ は E_c/A で信号電圧に応じて A の値を変化する場合にも一定に保たれるべき量である。⁽¹⁾ (39)、(40) 両式より E_{pc} は C に比例して増加するように考えられるが、(41) 式に示すように、パルス幅 τ が C の増加とともに減少し、微分回路の時定数 $C_d R_d$ が微分条件を満足せず、次式のようになる。

$$E_{pc} = K C \beta C_d R_d (1 - e^{-t_1/C_d R_d}) \quad \dots (43)$$

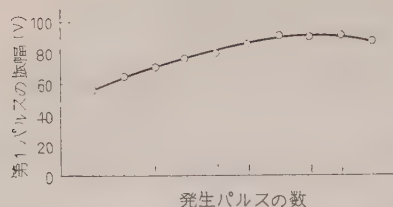
上式右辺の括弧内の項は t_1 の減少とともに小さくなるので C の増加と $1 - E_{xp}\{ -t_1/C_d R_d \}$ の減少が相殺してパルスの振幅は C の増加に対して頭打ちしてくる。第 16 図は β 波の振幅 C の増加に伴うパルスの発生状況を示すオシログラムである。第 17 図は C を増加してゆく場合に発生する最初のパルスの高さを実測したもので、横軸は C の増加とともに増加してゆくパルスの数をもって C の大きさを代表させてい



第 15 図 搬送波-PPM 波制御方式におけるクリップ出力電圧と微分回路



第 16 図 β 波の振幅増加に伴う発生パルスの変化状況 (実測)



第 17 図 信号振幅の増加とともにパルスの高さが変化する状況

る。(38) 式第 1 項の余弦波に起因するパルス成分は点弧位相の正弦に比例して変化するが、サイラトロンの格子回路に半波整流バイアスを加えて、制御特性曲線以下の電位に下げしておくことによりその影響を避けることができるので、⁽¹⁾ 第 2 項の搬送波に伴なうパルスでサイラトロンの点弧を制御することができる。

信号により振幅変調された電圧から信号成分（直流ないし超低周波）を再生し、これを PPM 波発生回路に加える方式と比較すると (38) 式右边第 2 項に示すように β 波に対する微分効果が大いので、本論文で扱っている搬送波-PPM 波制御方式が有利である。

9. 搬送周波数の選定

搬送周波数の選定にあたって考慮すべきことは、すでに述べたように搬送波使用に伴なう点弧角の推移現象と点弧角の急変現象である。 $q = \beta/\omega = M/N$ (M, N は互に素) なる場合、点弧角の推移する大きさ Δ_0 は第 8 図に示すように、 q が大きいほど小になるとともに、点弧位相の変化に対しても変動が少ない。点弧角の急変現象による出力電圧の階段状特性から考えると、 M の値が大きいほど特性が直線に近づく。もし q を整数、すなわち $N=1$ にとると、点弧角の推移現象は避けられるが、 β を大きくとっても M の値は小になる。たとえば、電源周波数 $f_0=60$ c/s のとき、搬送周波数 $f_\beta=601$ c/s と $f_\beta=1,200$ c/s の両方を比較すると、前者では $M=601, N=60$ となるが、後者では $M=20, N=1$ となる。これらのことから、点弧角の推移現象の周期をできるだけ大にし、かつ、

推移角 Δ_0 を充分小にするには N, q ともできるだけ大にとることが必要である。結局 q をできるだけ大にとり、かつ β と ω が公約数をもたないことが必要である。 $f_0=60$ c/s のとき $f_\beta \approx 600$ c/s 以上にとれば実用上さしつかえない。 f_β は高いほうがよいが、あまり高すぎるときは整流器の静電容量の影響や、微分条件が満足されないなどの好ましくない現象が現われるので $f_\beta \approx 3,000$ c/s ぐらいにとどめるほうが無難である。

10. 結 言

サイラトロンの搬送波-PPM 波直線制御について述べたが、本方式は

(1) 搬送波信号からパルスによるサイラトロンの直線制御ができる。

(2) 信号による振幅変調波を検波して信号電圧を再生してから制御するよりも、搬送周波数に対する微分効果があるために有利である。

(3) 搬送波のまま増幅するよりも、PPM 波に変換してのち増幅するので、増幅回路での雑音に対して安定である。

などの特長があるが、搬送周波数の選定には注意を要する。

以上述べたように、本方式はサイラトロンの増幅器として用いるための有用な一方式であり、固体サイラトロンの制御にも適用しうるものである。これらの諸結果が差動変圧器による位置の検出回路、テレメータリング、その他、自動制御系に活用されるならば幸である。

終りに臨み、平素ご指導ご鞭撻を賜っている本学の光野、宮越両教授に感謝申し上げます。特にサイラトン回路に関しては、宮越教授より格別のご教示とご援助をいただいたことを重ねて深謝申し上げます。(昭和 36 年 2 月 27 日受付)

文 献

- (1) 畑・高島・徳田：電学誌 79, 1568 (昭 34)
- (2) 宮越・畑・源：電学誌 74, 957 (昭 29)

UDC 621.313.12.045.048.1: 621.3.015.5

発電機巻線（組込コイル）の第2電流急増点と 交流破壊電圧の関係*

資料・論文

36-98

正員 寺 瀬 齊†

1. ま え が き

水力発電所における発電機事故の大部分は固定子巻線の焼損である。この事故は直接発電機能を失い、復旧に少なくない日数を要するものである。ことに最近の発電機単機容量は大きくなっており、系統に対する信頼責務が重い。このため電力会社および自家用発電施設をもつ使用者側においては、事故未然防止および巻線不良取換え時期の決定法の確立を目的として、絶縁劣化判定法に関する研究がなされ、また製造者においては、高信頼度コイルの製作に不断の研究が続けられている。

発電機巻線が絶縁劣化し、不良取換えを行う場合コイル取換え基準確立の必要性は、適切な修繕費の投下ならびに業務運営の円滑化にあるといえよう。すなわち前者においては、発電機の劣化部分は固定子および回転子の巻線で、これを取り換えた場合はさらに相当年数稼動できるものである。コイル取換えは他の稼動設備の陳腐化による設備更新と違い、所要絶縁低下限度まで使用するのがもっとも経済的である。また後者においては従来の不良取換えは使用年数、事故回数などを考慮していたため判定が主観的であり、管理上決め手がなく困難をきわめていた。従来発電機巻線の寿命は一般に 25~30 年とされていたが、大正末期に製作された旧絶縁方式コイルのもので 30 年以上使用したものでも交流破壊電圧が定格電圧の2倍以上あるものが珍しくない。残存寿命がかなりあるものを早期に不良取換えすることは早期取換えの損失を招致する。また使用開始 10 年未満にして焼損事故を起したものもある。

事故未然防止またはコイル取換え時期決定のため実施される絶縁劣化判定試験法において、絶縁劣化判定の尺度である交流破壊電圧を非破壊試験法をもって予知できて初めて所期の目的が達せられるものである。

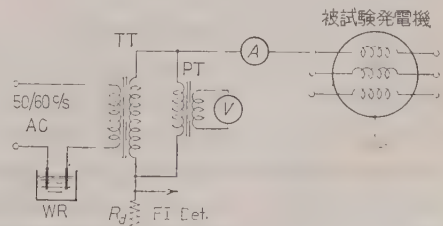
筆者は交流電流試験法を開発して以来、本試験結果

と交流破壊電圧の関係について研究してきた。⁽¹⁾ 現用発電機についてこれらを検討する場合、必然的にコイル取換えの機会を利用することとなり、しかも本研究の性質上多種のものについて数多く実験し、統計処理結果をまたなければならないので、かなり長年の期間を必要とするものである。比較的試験が容易である単独コイルについて 21 種類、176 本について交流電流試験および交流破壊試験を行い、巻線の劣化判定上の基礎を作った。すなわち、交流電流試験結果の中で交流破壊電圧ともっとも密接な関係があるものは、電流-電圧特性に出現する第2電流急増点である。両者がコイルの定格電圧、容量、形状、絶縁方式などにほとんど無関係に比例している⁽²⁾⁽³⁾ことから、第2電流急増点より交流短時間破壊電圧を推定することが可能である。⁽⁴⁾

この興味ある事実より、さらに発電機巻線について所期の目的を達成すべく、交流電流試験結果と交流破壊電圧の関係について、いままで中部電力において筆者らが実験してきた 12 台の発電機、および最近東京電力において実験された 1 台の発電機の試験結果⁽⁵⁾をまとめたところ、巻線においても第2電流急増点と交流破壊電圧はもっとも密接な関係があり、この第2電流急増点から劣化判定を行うことはきわめて有力であることがつかめた。

2. 試 験 方 法

(2.1) 試験回路 および 試験条件 交流電流試験回路は第1図に示す。試験電圧は正弦波に近いものとし電圧上昇ステップはおもに 1 kV として交流電流試験法を行った。第1図の試験回路において、電流-電圧



第1図 交流電流試験回路

* AC Breakdown Voltage vs. 2nd Current Rapid Increase Point for Generator Windings (Built-in Coils). By H. TERASE, Member (Chubu Electric Power Co., Ltd.).

† 中部電力株式会社工務部水力課

第1表 供試発電機

発電所、括弧は 発電機 番号	発電機容量 (kVA)	コイルの絶縁種別	結線方式	コイル本数	コイルの使用年数	試験方法	摘 要
犀 川 (1号)	1,500	11 kV, B種	1×Y	126	約 35 年	三相巻線一括 P_{i2} 測定各相の P_{i2} 測定後破壊	
" (2号)	"	" , "	"	108	約 36 年	B相を3分割(コイル12本)して、 P_{i2} 測定後、破壊	
中津川第二 (2号)	10,000	" , "	2×Y	126	約 40 年	三相一括 P_{i2} 測定後破壊し、さらに破壊していない2相を試験	
二 股 (2号)	2,700	6.6 kV, A種	"	138	約 26 年	各相を2分割(コイル23本)して、 P_{i2} 測定後破壊	衝撃電圧耐圧試験後に実施 B_1 相はこのとき破壊
金 原 (1号)	3,360	" , B種	"	126	約 33 年	各相を4分割(コイル14本)して試験	
真 弓 (1号)	4,000	" , "	"	60	約 38 年	各相ごと (コイル30本) さらに4分割して試験	巻線は鎖形
樽 川 (2号)	1,250	3.3 kV, A種	"	108	約 36 年	各相ごと (コイル36本) に試験	100%, 3φおよび線間短絡試験後に実施
八那池第二	500	" , "	"	90	約 37 年	三相巻線一括 P_{i2} 測定後破壊し、他の2相についても試験	
青 原 (1号)	1,000	" , "	"	"	約 2 年	各相ごと (コイル30本) に試験	コイルは Z 規格品、層間短絡試験後に実施
青 原 (2号)	"	" , "	"	"	約 33 年	"	
青 原 (1号)	"	" , "	"	"	約 30 年	三相巻線一括試験	
盛 岡	750	" , "	"	108	約 40 年	各相を2分割して試験 (コイル18本)	交流破壊試験を課さない他の相は衝撃電圧破壊
里 島 (1号)	2,200	3.45 kV, B種	"	144	約 12 年	各相ごと (コイル48本) に試験	

特性試験と同時に、電流波形-電圧特性を EI デテクタ（絶縁診断装置）により観測した。本装置は、電流波形よりコロナパルスだけ抽出増幅できるように高域フィルタが内蔵されており、コロナ開始電圧の測定は本装置により検出抵抗器 R_d 両端に約 5 mV のコロナパルス波高値が認められたときをもってコロナ開始電圧とした。

本試験は発電機停止後 5 日以内に行い、試験温度はすべて常温である。

交流破壊試験は第 1 図の試験回路をもって、巻線の破壊前の現象を調べるため、破壊にいたるまでの交流電流試験を行い、このときの交流電流の測定および電流波形の観測はすみやかに行った。本報告における交流破壊電圧はこのときの破壊電圧 $V_{bd'}$ であって、交流短時間破壊電圧と区別した。

交流破壊試験に使用した試験用変圧器はおもに、定格 25 kV/50 kV/200 V, 5 kVA を使用したため、発電機容量が比較的大きい場合は、三相巻線を一括して充電加圧するには、試験用変圧器の容量が不足すること、また絶縁劣化判定試験において、各相ごとについて評価することが望ましいことから、各相巻線について試験を行った。また、上記試験用変圧器を使用した際、破壊電圧が高く、一相巻線を充電加圧するだけの

試験用変圧器に容量がない場合、試験回数を多くする意味をも含めて、一相巻線を 2~4 分割した。

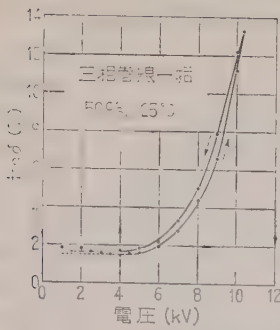
(2.2) 供試発電機 供試発電機はすべて現用発電機にして、長年使用による老朽あるいは定格電圧変更のためコイル取換えを実施する機会を利用したものである。

供試発電機の定格、絶縁方式および巻線方式を第 1 表に示す。第 1 表における東京電力中津川第二発電所 1 号発電機⁽⁵⁾を除く 12 台の発電機は、昭和 36 年 2 月末までに中部電力で試験を行ったものである。

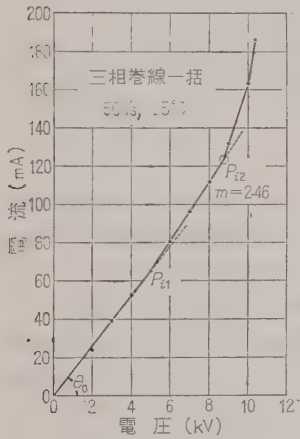
3. 第2電流急増点と交流破壊電圧の関係

(3.1) 巻線における第2電流急増点の出現

(1) 第2電流急増点 P_{i2} の明りよう性 犀川発電所 1 号発電機の試験結果⁽⁶⁾、同 2 号発電機の試験結果⁽⁷⁾において、電流-電圧特性に第2電流急増点 P_{i2} が単独コイルと同様に明りように出現している。第 1 表に示す供試発電機の代表的な電流-電圧特性試験結果を第 3 図~第 9 図に示す。 P_{i2} 出現の明りよう度合を意味し、また、試験結果から P_{i2} を決定する一条件となる P_{i2} における電流増加傾向の倍数⁽³⁾ $m = (dI/dV) P_{i2} / \tan \theta_0$ ($\tan \theta_0$: 第 1 電流急増点 P_{i1} 以下における電流増加傾向 dI/dV) および破壊電圧 $V_{bd'}$ と P_{i2} の関

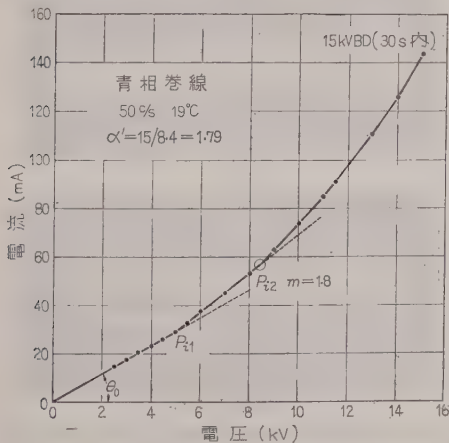


第 2 図 犀川発電所 1 号
発電機巻線の $\tan \delta$ -
電圧特性曲線



第 3 図 犀川発電所 1 号
発電機巻線の交流電流
試験法における電流
-電圧特性

および第 6 図に示す。これらの試験結果は、三相巻線一括時とだいたい同様で、 P_{12} は定格電圧以下に明り

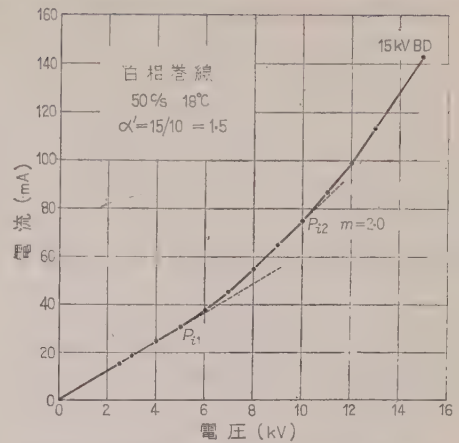


第 4 図 犀川発電所 1 号発電機巻線 (青相)
の電流-電圧特性

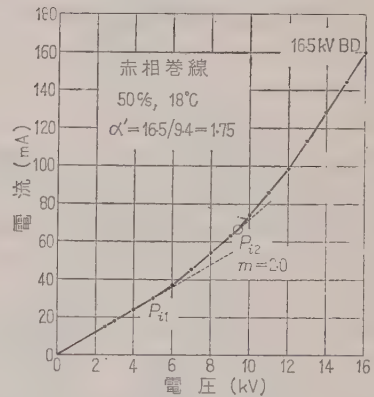
係を示す $\alpha' = V_{BD}' / P_{12}$ をそれぞれ図中に示した。

第 3 図は破壊電圧が定格電圧の 1.5 倍以下に低下し、かなり絶縁劣化した犀川発電所 1 号発電機の三相巻線一括時の電流-電圧特性試験結果を示す。第 1 表に示す供試発電機中もっとも m の値が大きいものである。 $P_{11} = 5 \text{ kV}$ にして、電流増加率 Δ が大幅に増大している。このようになんて絶縁劣化しているものにおいては、当然 $\tan \delta$ -電圧特性曲線における $\tan \delta$ の増加分は大きく、この試験結果を第 2 図に示す。

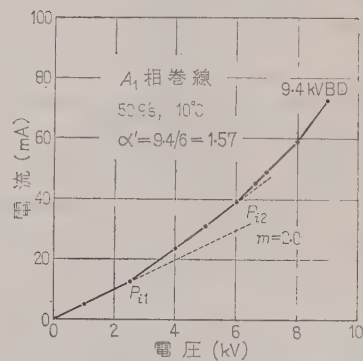
次いで三相巻線を各相に分離し、各相巻線の電流-電圧特性を第 4 図、第 5 図



第 5 図 犀川発電所 1 号発電機巻線 (白相)
の電流-電圧特性



第 6 図 犀川発電所 1 号発電機巻線 (赤相)
の電流-電圧特性

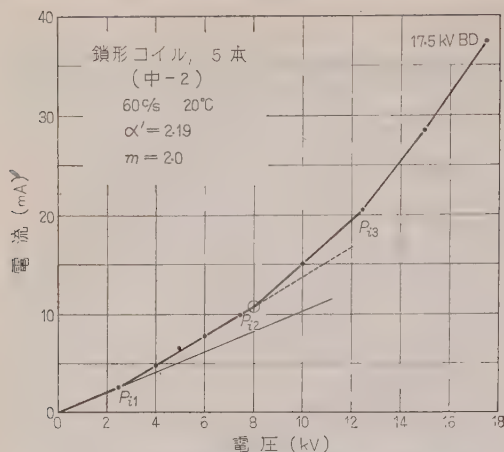


第 7 図 二股発電所 2 号発電機 A 相の分相
巻線の電流-電圧特性 (コイル数: 23本)

ように出現している。

第 7 図はかなり絶縁劣化した 6.6 kV 発電機巻線の電流-電圧特性の一例を示す。 P_{12} は定格電圧以下の 6 kV に出現している。

また、第 8 図は定格電圧に対し比較的絶縁強度の高



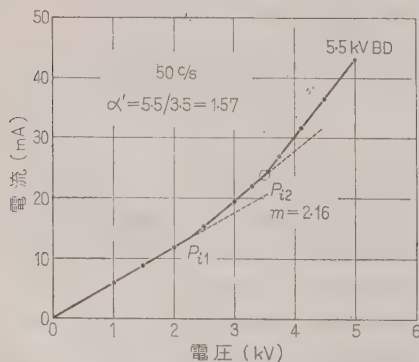
第8図 真弓発電所1号発電機白相巻線
4分割の電流-電圧特性

い 6.6 kV 発電機巻線の電流-電圧特性の一例であるが、かなり明りょうに P_{i2} が出現している。

3.3 kV 巻線においても第9図に示すようにかなり明りょうに P_{i2} が出現している。

第1表に示す供試発電機57巻線中、最大試験電圧を破壊電圧の60～85%を印加しても P_{i2} が全く出現しない巻線は特殊状態にあった里島発電所1号発電機青相巻線のほかは一つもなく、 m の値は大部分が1.7以上で比較的明りょうに出現しており、もっとも m の値が小さかったのは、樽川発電所2号発電機巻線で、青相、白相および赤相の各巻線の m の値は、それぞれ1.54、1.3および1.4であった。この発電機巻線の破壊電圧は定格電圧の2.9倍以上で比較的高いものである。このような巻線においても交流電流試験法実施の経験者であれば充分 P_{i2} を求めることができる。⁽⁸⁾

第3図～第9図に示すように、かなり絶縁劣化しているものにおいては、 m の値がだいたい2かあるいは



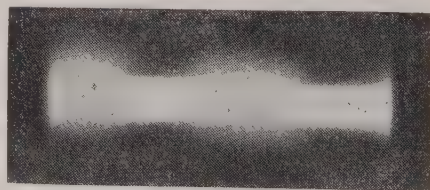
第9図 青原発電所2号発電機白相巻線の
電流-電圧特性

これに近いものであり、これは劣化コイルのそれと同じである。

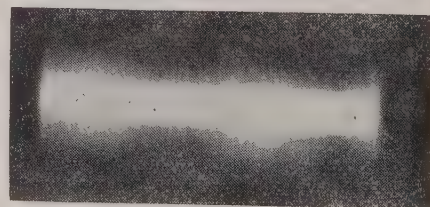
本試験結果において特筆すべきことは、 P_{i2} の出現した56巻線の電流-電圧特性において、 $P_{i1}-P_{i2}$ 間の電流は直線的すなわち電流増加傾向 $\Delta I/\Delta V$ が一定であるものが大部分であったことである。巻線は特性のそれぞれ異なったコイルが数多く組み込まれているため、 $P_{i1}-P_{i2}$ 間の電流-電圧特性はなめらかな曲線を描くように考えられるが、今回の試験結果において第5図のように $P_{i1}-P_{i2}$ の中間において若干電流増加傾向がふえるものは少なかった。

また印加電圧 P_{i2} 以上数キロボルトの間の電流は直線的すなわち電流増加傾向 $\Delta I/\Delta V$ は一定である。以上の試験結果から、試験電圧 P_{i2} + 数キロボルト以下における発電機巻線の電流-電圧特性の形状は、単独コイルのそれと全く同様である。したがって巻線の P_{i2} の求め方は単独コイルの場合と同様と考えてさしつかえない。

上記の特殊状態にあった里島発電所1号発電機青相巻線とは、試験方法として三相巻線を試験前に分割し、1相を試験する際他の2相巻線の導体を接地したため、赤相および白相巻線の破壊試験の際、青相においてこれら試験電圧印加巻線とのコイルループ部の相間を通して電圧が印加されるため、試験中すでに破壊したものである。あらかじめ青相の P_{i2} を求めておかなかったことは遺憾である。青相巻線の試験において、試験電圧1 kVよりコロナが発生し、第10図に示すように、2 kVにおいては赤相および白相巻線、あるいは他の発電機巻線にはみられないコロナ発生位相幅80%以上の顕著なコロナパルスが発生しており、この



試験電圧 2 kV



試験電圧 3 kV

第10図 里島発電所1号発電機青相巻線の電流に
重ね合わさるコロナパルスの発生状態

ように常規電圧（定格電圧の $1/\sqrt{3}$ ）付近において、大幅にコロナパルスの発生しているものは、極度に破壊電圧が低下していることから異常を検知したが、3 kV 以下に電流急増点は出現せず、3 kV において電流の測定および電流波形の観測直後に破壊した。

(2) 各相巻線および三相巻線一括時の P_{i2} 第3図の犀川発電所1号発電機三相巻線一括時の試験および第4図、第5図および第6図の各相巻線の試験結果から、第2表に示すように、三相巻線一括時の P_{i2} は各相巻線の第2電流急増点の算術平均値より若干低い値となっている。

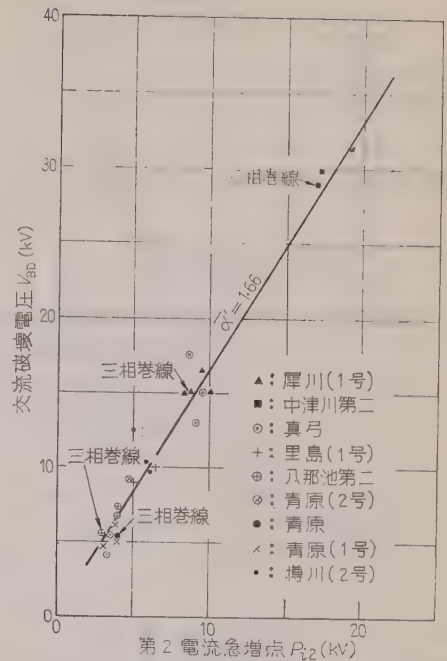
第2表 巻線分割時の P_{i2} と一括時の値の違い

	各相の P_{i2} (kV)	各相の平均 値 (kV)	各相一括時の P_{i2} (kV)	平均値と実 測値の違い (%)
犀川発電所 1号発電機	8.4 10.0 9.4	9.3	8.7	+7.0
真弓発電所 1号発電機 (赤相)	12.5 7.5 10.5 9.5	10.0	9.6	+4.0
同 上 (青相)	12.5 9.8 10.2	10.8	9.1	+18.6
同 上 (白相)	12.5 10.0 10.5 8.0	10.2	8.6	+19.0

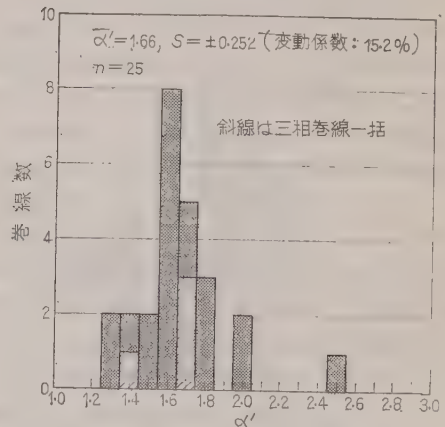
真弓発電所1号発電機の各相巻線をさらに4分割して、このときと一括したときのそれぞれの P_{i2} の試験結果を同じく第2表に示す。この発電機巻線においても、一括したときの P_{i2} は分割巻線の P_{i2} の算術平均値より若干小さい値になっている。

各相巻線および三相巻線一括時の P_{i2} について、試験回数が少なく結論を出すことはできないが、今回の試験結果においては、上記のようになった。

(3.2) P_{i2} と破壊電圧の関係 一般の現場試験において、三相巻線一括あるいは1相ごとに試験されるのが通常であるので、三相巻線一括および各相巻線の P_{i2} と破壊にいたるまで電流-電圧特性試験を行ったときの破壊電圧 V_{BD}' の関係を第11図に示す。同図から両者が比例関係にあるとみなして、単独コイルと同様両者の比例定数 $\alpha' = V_{BD}'/P_{i2}$ を各巻線について求め、これの分布状態 α' の平均値 $\bar{\alpha}'$ および標準偏差 S を第12図に示す。第3表に単独コイルの試験結果⁽³⁾を示すが、これに比較して巻線の α' の平均値 $\bar{\alpha}'$ は小さく、標準偏差の度合（変動係数）は大きい。試験数が若干少ないうらみがあるが、巻線の場合にお



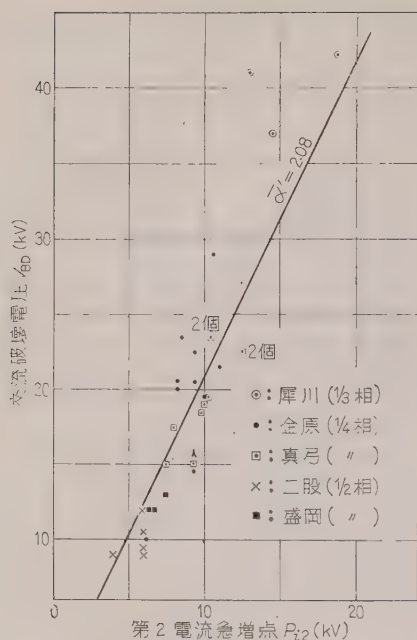
第11図 9台の発電機25巻線の三相一括および一相巻線における第2電流急増点と交流破壊電圧の関係



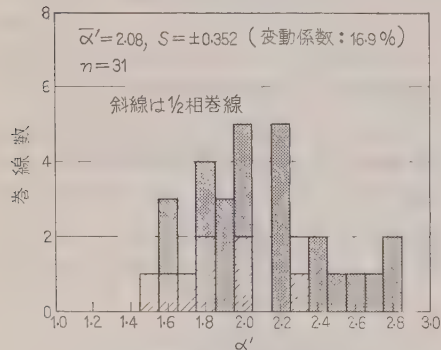
第12図 三相巻線一括および各相巻線における α' の分布

第3表 従来の旧絶縁方式コイルおよび撤去コイルの P_{i2} と交流破壊電圧の関係⁽³⁾

試験コイル	試験方法	α' および α	α' および α の平均値	標準偏差	変動係数(%)
11種類76本	破壊にいたるまで $I-V$ 特性試験を行ったときの破壊電圧 V_{BD}' と P_{i2} の関係	$\alpha' = \frac{V_{BD}'}{P_{i2}}$	$\bar{\alpha}' = 0.24$	0.24	10.7
6種類74本	交流短時間破壊電圧 V_{BL} と P_{i2} の関係	$\alpha = \frac{V_{BD}}{P_{i2}}$	$\bar{\alpha} = 0.29$	0.29	12.2



第13図 5台の発電機、一相巻線の2分割～4分割巻線における第2電流急増点と交流破壊電圧の関係

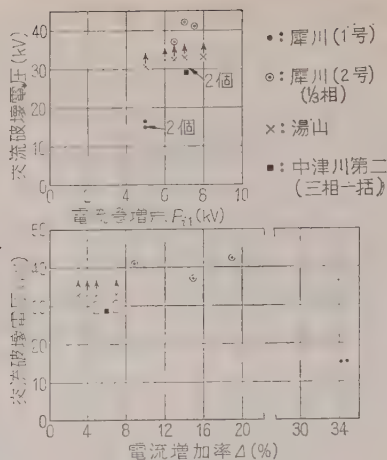


第14図 一相巻線の2分割, 3分割および4分割した巻線における α' の分布

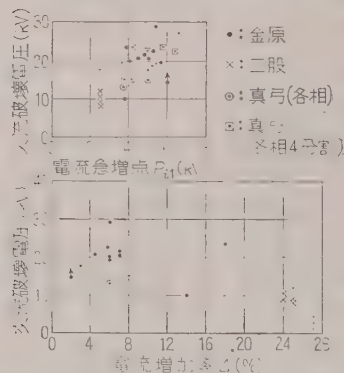
いても P_{i2} と交流破壊電圧は比例関係にあることがわかる。

また、参考試験として実施した1相をさらに2分割～4分割した巻線における P_{i2} と交流破壊電圧 V_{BD} の関係を第13図に示す。また α' の分布、 $\bar{\alpha}'$ および標準偏差 S を第14図に示す。やはり P_{i2} と交流破壊電圧は比例している。しかしこの場合の $\bar{\alpha}'$ の値は、三相巻線および一相巻線のそれより大きいものとなっている。

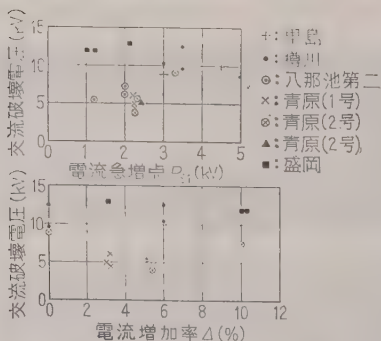
従来、交流電流試験法における最大試験電圧は、他の絶縁試験法と同様に定格電圧である。⁽⁹⁾ 最大試験電圧を定格電圧までとした電流-電圧特性試験における



第15図 11 kV 発電機巻線の電流急増点 P_{i1} および電流増加率と交流破壊電圧の関係



第16図 6.6 kV 発電機巻線の電流急増点 P_{i1} および電流増加率と交流破壊電圧の関係



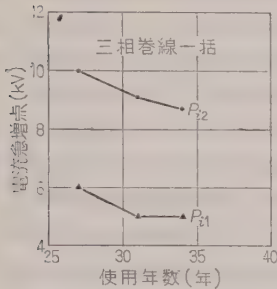
第17図 3.3 kV 発電機巻線の電流急増点 P_{i1} および電流増加率と交流破壊電圧の関係

第1電流急増点 P_{i1} および電流増加率 Δ と交流破壊電圧 V_{BD} の関係を参考のため、第15図から第17図にそれぞれ示すように、 P_{i1} が低く電流増加率 Δ の値が大きいものほど破壊電圧が低い傾向にあるが、破

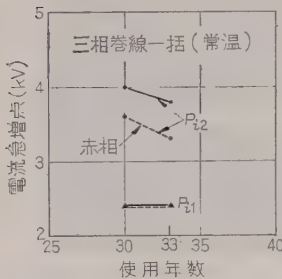
壊電圧とこれらの相関性は単独コイル⁽¹⁾のそれと比較してかなり低くなっている。

4. 電流急増点 P_{i1} , P_{i2} の経年変化

使用年数を増すにしたがい P_{i1} および P_{i2} は低下する。このことは発電機巻線および乾式計器用変成器に



第 18 図 11 kV, 1,500 kVA 発電機巻線の使用経年に伴う電流急増点の低下状態



第 19 図 3.3 kV, 1,000 kVA 発電機巻線の使用経年に伴う電流急増点低下状態

において顕著である。発電機巻線においては、 P_{i2} の低下は P_{i1} の低下より著しい。この実例として犀川発電所 1 号発電機巻線の試験結果を第 18 図に、また 3.3 kV 発電機巻線の試験結果を第 19 図に示す。後者において三相巻線中もっとも絶縁劣化していると思われる赤相巻線の P_{i2} を三相巻線一括の場合と併わせて示した。

両発電機はいずれも長野県に所在し、比較的よく乾燥し、試験時点において巻線に油の付着や汚損していないことから、これら急増点、特に P_{i2} の低下は経年による絶縁劣化の進

歩を意味していると考えることができる。

コイルの強制加熱劣化試験においても、絶縁劣化進歩に対し、 P_{i2} は P_{i1} より顕著にしかも交流破壊電圧に比例して低下するのと一致している。この実例として 6.6 kV, B 種, 亀甲形, アスファルトコンパウンド圧入方式コイルの 125°C 強制加熱劣化試験の結果を第 20 図に示す。

5. 試験結果の考察

(5・1) 発電機巻線における P_{i2} の出現および P_{i2} と交流破壊電圧の関係

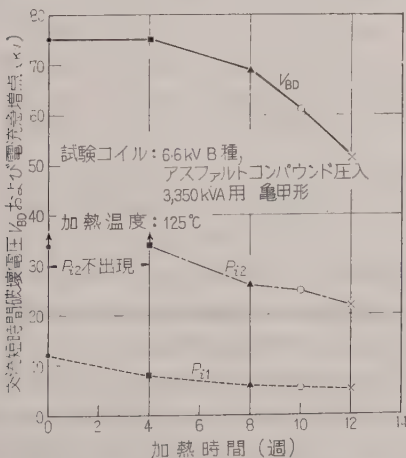
(1) P_{i2} の出現 単独コイルの実験において、 P_{i2} の出現は絶縁層に介在する空げきに原因していると考えている。⁽²⁾⁽³⁾ すなわち絶縁試験の結果空げきがきわめて少ないと判定される新品コイルおよび空げきのない絶縁材料において、交流短時間破壊電圧の 1/2 あるいはそれ以上の高い試験電圧を印加しても電流-電圧特性に P_{i2} は全く出現しない。しかるに空げきを介在させた絶縁材料による裏付実験ならびに発電機コイルにおいて、未使用予備品と長年使用した撤去品の比較試験、および人工加熱劣化試験、含浸剤の圧入不足、人工損傷試験などコイル絶縁層に空げきを生成させる要因を与えた場合 P_{i2} が出現するものである。

発電機巻線は長年使用の間、熱による含浸剤および接着剤の分解、酸化および気化、ボイド放電による浸食および機械的作用による空げき生成のため、組込コイル自体において電流-電圧特性に P_{i2} が出現し、これら数多くの組込コイルがある巻線においても当然 P_{i2} が出現するものと考えられる。

巻線の P_{i2} がどのような形で出現するかは、組み込まれているコイルの絶縁状態によって異なることは当然であるが、前述のように長年使用した発電機巻線において、いずれも単独コイルと同様に P_{i2} が明りように出現していることは、絶縁劣化の主要因は熱で、これが組込コイル全体に作用し劣化させているためと考えられる。

(2) P_{i2} と交流破壊電圧の関係 上記の発電機巻線の試験結果において P_{i2} と交流破壊電圧は比例している。これは単独コイルにおいて、両者が比例していることから容易に想像されることである。

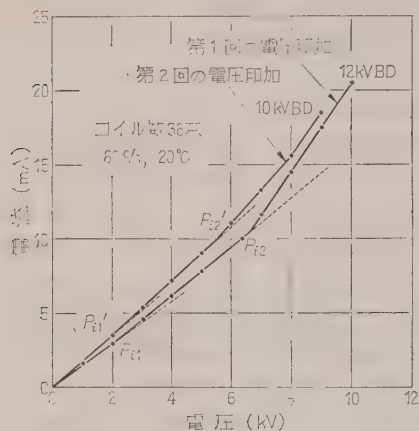
絶縁物における P_{i2} の出現ならびに P_{i2} と交流破壊電圧の関係の理論的説明は現在不詳であるが、数多くの実験結果ことに単独コイルにおけるボイド含有率と P_{i2} および交流破壊電圧の関係の実験から、ボイド含有率の大きいものほど P_{i2} は低下し、これに比例して破壊電圧が低下していることを確かめた。ボイド含



第 20 図 発電機コイルの強制加熱劣化試験における電流急増点および破壊電圧の低下特性

有率の大きいものは絶縁物の有効絶縁厚が減少しており、当然破壊電圧は低下し、また破壊電圧に近い高圧印加状態においては、ボイド放電による強電界の発生や放電柱先端のふるまいにより破壊電圧が低下することが予想される。

発電機巻線を長年使用した場合、使用経年に伴ない交流破壊電圧は当然低下する。これに対して第 18 図および第 19 図に示すように、経年に伴ない P_{i2} が低下している。これは明らかに P_{i2} の低下移動は絶縁劣化の進歩を示している。また巻線中に絶縁傷の存在により破壊電圧を低下させる要因がある場合、 P_{i2} は低



第 21 図 3.3 kV 発電機巻線における絶縁破壊前後における P_{i2} の変化

下移動する場合がある。この実験の一例として、3.3 kV, 750 kVA 発電機白相巻線（コイル数：36本，使用年数：約 40 年）の絶縁傷発生前後の電流-電圧特性を第 21 図に示す。初期試験において、 $P_{i2}=6.7$ kV および交流破壊電圧は 12 kV ($\alpha'=1.79$)，このとき巻線中おそらく 1 本のコイルが破壊した。第 2 回の試験において第 2 電流急増点 $P_{i2}'=5.5$ kV となり、また破壊電圧は 10 kV ($\alpha'=1.82$) である。第 2 回試験において、破壊電圧が 2 kV 低下し、同時に P_{i2} も 1.2 kV 低下したことは、第 1 回試験において巻線中に完全破壊でない、いわゆる絶縁傷が存在したためによるものと思われる。

絶縁傷あるいは数多い組込コイル群中 1 本のコイルだけがかなり絶縁劣化している場合、上記のように明らかに P_{i2} が低下することが認められるとは限らない。いま 1 本のコイルだけが P_{i2} が出現している場合の巻線の P_{i2} における電流増加傾向の増加倍数 m_0 は次式で示される。

$$m_0 \approx m_1 + (m-1)/N \quad \dots\dots\dots (1)$$

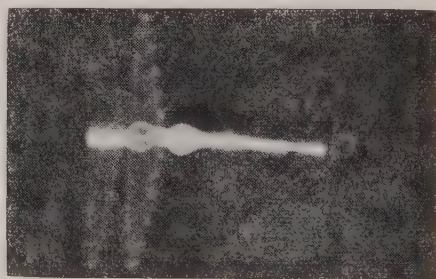
ただし、 N ：健全コイル数， m_1 ：健全コイル

の P_{i1} における電流増加傾向の増加倍数，

m ： P_{i2} の出現しているコイルの P_{i2} における電流増加傾向の増加倍数・

したがって $m > 2$ であっても健全コイル数が多いと m_0 の値は小さく、したがって P_{i2} の出現が不明りようとなる。

局所的欠陥のある単独コイル，すなわち比較的ボイド含有率が少なく、絶縁物の局所部分に絶縁層に深いきれつがはいっている状態において、 P_{i2} の出現は不明りようであることはすでに述べた⁽³⁾とおりであるが、このような状態にある場合の多くは、電流波形に減衰振動波形あるいは波高値が異常に高く、波尾の長いいわゆる異常コロナパルスが不規則に重ね合わされる。⁽³⁾ 発電機巻線においても、局所的欠陥特有の減衰振動波が破壊前において認められる場合がある。この一例を第 22 図に示す。この意味においても交流電流試験法における電流波形-電圧特性を求めることはきわめて重要である。



第 22 図 事故前の 11 kV 巻線の電流中に重ね合わさっている減衰振動波形（試験電圧 6 kV）

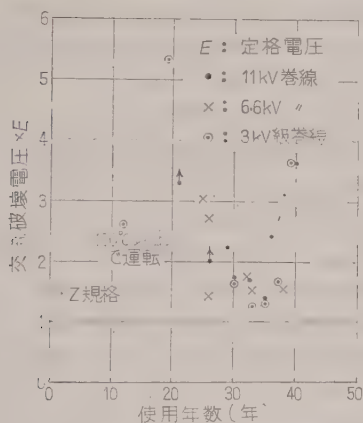
絶縁傷の発生状態によっては、かなり低い電圧において、コロナパルス波高値が高く、コロナ発生位幅が大きい場合もある。これは筆者が単独コイルの試験において体験するところである。今回の試験においても第 10 図に示すように、常規電圧付近において、他の巻線ではみられない顕著なコロナパルスが発生している。

巻線中における小数コイルの劣化検出は、本法に限らず現在では不可能に近い状態であるので、後述するように、たとえ極度に絶縁低下している小数コイルの介在している巻線は比較的少ないとしても、事故未然防止のため、また完全な非破壊絶縁試験法確立のため、今後これに対する研究も必要である。上述のように交流電流試験法における電流波形-電圧特性は比較的有力と思われるので、各種多数の現用発電機の試験結果をまづほかに、各種のモデル実験ならびに理論的解明に重点をおくべきであると考えている。

発電機巻線の破壊電圧は組込コイル群の最低値のも

ので、これが決定的であるのに対して、巻線中 1~2 本の小数コイルの劣化の存在は、 P_{i2} にあまり影響しないことは想像しがたくない。したがって α' の値はいかなる巻線においても常に一定範囲にあるとは限らないことはむしろのことである。あえて筆者が P_{i2} と交流破壊電圧の比例関係を求めようとする意図は、巻線中小数コイルの劣化の存在する場合は下記の説明で明らかなように、比較的まれであるからである。大部分の発電機巻線は、長年使用の間劣化要因により組込コイル群が全体的に劣化し、この結果として P_{i2} が出現し、また低下するもので、コイル自体の P_{i2} は破壊電圧と比例関係にあることから、巻線の場合においても両者が比例関係にあるといえよう。

巻線中 1~2 本の小数劣化コイルの存在する原因は筆者が長年発電機巻線事故を調査してきた結果からいって、コイル輸送の過程あるいはコイル組み込みの際の機械的損傷である。絶縁層の機械的損傷は極度に破壊電圧を低下させるものである。また運転中の異常電圧の侵入による絶縁傷の発生たりとも、もともとの原因は上記の機械的損傷にはかならない。コイルの輸送およびコイルの組み込みについては特に留意しているはずのものであるから、その発生確率は比較的僅少のものである。また第 1 表に示す供試発電機巻線の交流



第 23 図 長年使用による発電機巻線（三相一括）の残存絶縁強度（最低値）の調査結果

破壊電圧および第 23 図に示す長年使用した発電機巻線の残存強度（コイル群中の破壊電圧の最低値）をみてわかるように、従来の絶縁方式コイルにおいても相当年数使用しても、相当の高い破壊電圧で小数コイルだけ著しく絶縁劣化していたと思われるものは、23 台中 1 台もなかった。

定格電圧の 110~115% の最大試験電圧を印加して試験した結果 P_{i2} が全く出現せず、使用をそのまま継

続したところ 2~3 年後に対地絶縁破壊事故が万一発生した場合の筆者の考えは、次のとおりである。

試験直後から事故発生の間事故要因の調査はもちろんのこと必要であるが、これが全くないにしても、試験当時きわめて小数コイル、たとえば 1~2 本の劣化コイルが存在していたため、 P_{i2} が顕著に出現しなかったもので、大部分のコイルの絶縁強度はまだかなりあって、この不良コイルを除去あるいは取り換えることにより、絶縁試験のうえ使用できるものと考ええる。

実際に現場試験した結果から上記のような場合はきわめて少なく、また現在科学が進歩した時代といっても、巻線中の 1~2 本の劣化コイルを検知できる有力な試験法は全くないのであるから、現在ではやむをえないと考えるべきであろう。

このほか、かなり絶縁低下しているのかかわらず、 P_{i2} の出現が不明りょうであったり、また全く出現しない場合として、絶縁物が相当量吸湿した際、ボイド放電に起因する急増電流は吸湿に基づく誘電率および誘電正接の増大により電流が大幅に増大することによりマスクされた状態となり、 P_{i2} の出現が不明りょうとなったり、また、ボイド表面が吸湿しているためこれが導電状態となり、ボイド放電を生じないことにもなる。また破壊電圧は吸湿により相当低下することになる。このことは単独コイルの場合⁽³⁾と同様である。発電機巻線において簡単な吸湿判定法として、 P_{i1} 以下の任意電圧における交流電流の大きさの比較からできる。

(5.2) 巻線とコイルの試験結果の相違

(1) 表面漏れの影響 単独コイルの場合ガード電極の有無は、 P_{i2} にあまり影響しないことはすでに実験から確かめたところである。⁽²⁾⁽³⁾ 巻線の場合特に吸湿あるいは表面が汚損していない限り、表面漏れの影響が交流電流試験結果にあまり現われないはずである。

このことは誘電正接試験および直流試験のように、ガード電極の有無が顕著に特性に影響するため、単独コイルと巻線の場合の特性評価に相違をきたす試験法と異なる点である。

(2) α' の平均値および標準偏差 巻線の α' の平均値がコイルのそれより小さいことの説明として、もっとも簡単な状態として、第 2 表に示す各相巻線の P_{i2} と三相巻線一括の試験結果および単独コイルの P_{i2} と、これが一括したときの試験結果⁽⁶⁾にあるように、巻線の P_{i2} が各コイルのその平均値に近い値であると仮定した場合、巻線の α' は次式のとおりとなる。

$$\alpha' = \frac{\bar{V}_{BD}'/K}{P_{i2}} \approx \frac{1}{K} \quad (\text{コイルの } \alpha' \text{ の平均値})$$

.....(2)

$$\text{ただし } K = \bar{V}_{BD}'/V_{BD}'$$

巻線において一般に $K > 1.2$ であるので、コイルの α' の平均値 2.25 より巻線の α' は小さくなる。また上記の試験結果において、一相巻線を2分割以上にした場合、三相巻線および一相巻線の α' より大きい値になることは、巻線を分割することにより、そのコイル群中に上記の K の値の大きいコイルがはいる確率が少なくなるためと考えられる。

巻線の α' の標準偏差は単独コイルのそれより度合が大きいことは、巻線の破壊電圧はコイル群の最低値であるのに対し、 P_{i2} は特性のそれぞれ異なった数多くのコイルがあって、その状態によって種々変化するからである。

(5・3) P_{i2} と交流短時間破壊電圧との関係 (α' と α の関係) 本報告の巻線の交流破壊電圧 V_{BD}' は、すべて破壊にいたるまで電流-電圧特性試験を行ったときの試験値であって、この値は一般的なものでないので、通常使われている交流短時間破壊電圧 V_{BD} (電圧上昇速度約 1 kV/s) に換算したい場合には、さきにコイルについて実験した第3表の結果から、 $V_{BD} = 1.06 V_{BD}'$ が得られ、これは巻線の場合においてもだいたい同様と考えられる。また、これより $\alpha = V_{BD}/P_{i2}$ と α' の関係は $\alpha = 1.06 \alpha'$ となり、両者において大きな違いがないことがわかる。

6. む す び

本報告は、さきに筆者が開発した交流電流試験法による発電機巻線の絶縁劣化判定において、コイルに関する多くの基礎実験から、さらに第2電流急増点による非破壊試験法を開発する意図のもとに、試験を行った結果の考察を述べたものであって、これを要約すると次のとおりである。

(1) 長年使用した巻線の交流電流試験法における電流-電圧特性に出現する第2電流急増点 P_{i2} は、コイルと同様に明りように出現している。

(2) 巻線の P_{i2} は、組込コイル自体の P_{i2} に基因しており、長年使用により熱、電圧および機械的作用により、絶縁層に空けきが生じあるいは増大したことによるもので、一般に巻線は長年使用の間、組込コイル群全体が劣化するため、破壊電圧と密接な関係があり、今回の試験結果では両者が比例していた。

(3) P_{i2} と交流破壊電圧の比例定数である α の値は単独コイルのそれより小さく、また三相巻線一括お

よび一相巻線試験の場合と、1相をさらに分割した巻線の試験における α の平均値は異なる。

(4) 巻線の P_{i2} は使用経年にしたがって低下し、劣化の進歩を意味している。

(5) コイルの場合と同様に巻線においても、相当量の吸湿あるいは1~2本の小数コイルの劣化の場合 P_{i2} の出現が不明りようになり、また α の値が平均値より大幅に差異を生ずることになる。実際問題として1~2本だけが極端に劣化することはその原因から考えても、また実績からいって起りうる回数は僅少である。大部分においては P_{i2} と交流破壊電圧が比例していると考えられるので、 P_{i2} から絶縁劣化判定を行うことは、非破壊試験法が確立されていない現在⁽¹⁰⁾ きわめて有力であると考え、今後の実施成果に期待する次第である。

なお P_{i2} の出現ならびに P_{i2} と交流破壊電圧の関係の理論的解明について目下研究を進めているが、これが解明されればいっそう信頼性のあるものとなろう。また本法の評価上さらに多くの実験回数を必要とするが、一電力会社だけでは、コイル取り換えの機会を利用するため供試発電機が少なく、完成に長年の期間を必要とするので、他においても本法を実施さればまことに幸である。

多くの発電機について、 P_{i2} の経年変化特性を求めることにより劣化速度を算出し、さらに待望の残存寿命の推定もおそらく可能となる。

終りに、長年にわたり本研究に絶大なご支援をいただいた中部電力株式会社の幹部、発電課員、発電所長、また試験にご協力いただいた東芝、日立、三菱、明電、日機製作所の関係者各位ならびに種々ご指導、ご討論いただいた絶縁劣化研究懇談会（電力中研主催）、絶縁劣化研究専門部会（中部電力主催）の会員各位に感謝の意を表わす。また、東京電力において試験された結果を借用しましたことについて厚くお礼申しあげる。（昭和35年11月16日受付、同36年4月14日再受付）

文 献

- (1) 寺瀬：第36回電気協会研究会講演論文集 93 (昭32-9-1)
- (2) 寺瀬：第12回絶縁劣化研究懇談会資料 No. 12-2 (昭35-3)
- (3) 寺瀬：電学誌 81, 808 (昭36)
- (4) 吉本・寺瀬：昭36連大 578
- (5) 吉田：電力 45, 117 (昭36)
- (6) 寺瀬：第13回絶縁劣化研究懇談会資料 (昭35-9)
- (7) 高橋・吉本・荻野・寺瀬・塩谷・三谷・中川・相沢：明電時報 30, 3 (昭35-6)
- (8) 吉本・荻野・寺瀬・田口・長島・大塚：東芝レビュー 15, 8 (昭35-8)
- (9) 回転機絶縁試験法研究委員会：発電機線輪絶縁試験法 4 (昭33-6)
- (10) 大橋・大川：昭36連大シンポジウム S 3-4

UDC 621.317.738.083.2

高安定、高感度リアクタンス計の研究*

資料・論文

36-99

正員 一条文二郎† 正員 新井智一††

1. 緒 言

微小リアクタンスの測定については、古くからいろいろの方法が発表されているが、最近ではこれら微小リアクタンスの測定装置が各種工業計測における変換器として、あるいは各種自動制御装置における誤差検出器として各方面に用いられるようになってきた。この場合、測定器としてもっとも強く要求される性能は、感度と安定度を第一にあげなければならない。しかし感度が高いことと安定度のよいこととは、従来の測定器においては互に相容れない性質のものである。特に安定度が悪ければ、他にどんなすぐれた多くの特徴をもっても実用的価値はないと思われる。

筆者らは数年来この微小リアクタンスの測定法およびその応用について研究^{(1)~(6)}を行っているが、最近きわめて安定度のよいしかも高感度の直読式リアク

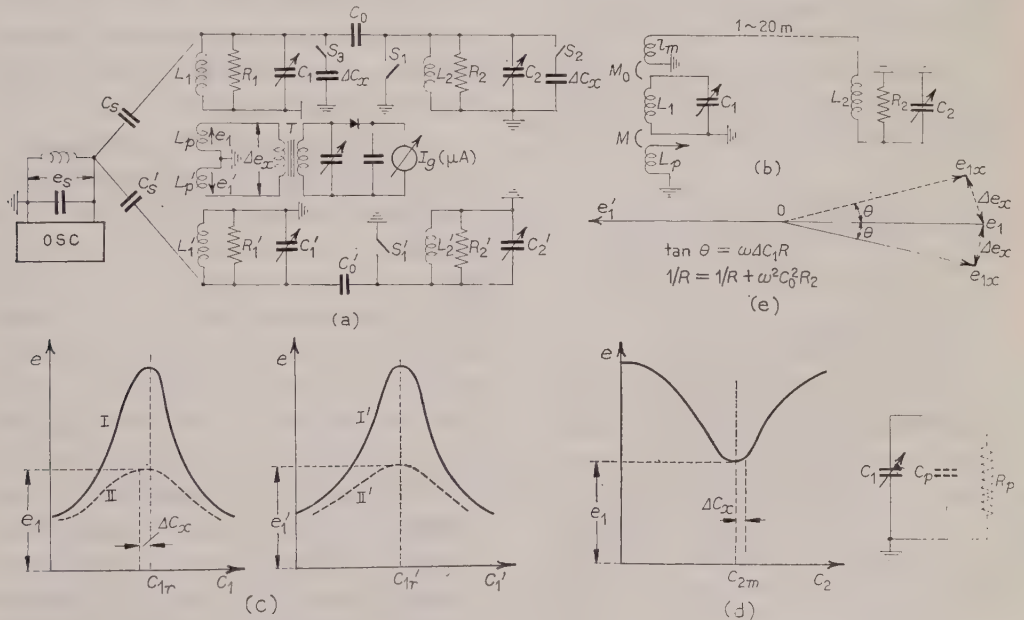
ンス測定装置を開発したので、その原理、特性および応用例などについて述べ、この方面に関心を有する読者への参考に供したいと思う。⁽⁷⁾

2. 測定回路ならびに測定原理

微小リアクタンスの測定といっても微小容量および微小インダクタンスをそれぞれ測定することであって、以下ではおもに微小容量の測定について説明してゆく。インダクタンスの測定については文献(3)を参照されたい。

(2・1) 測定対象が無損失または損失の少ない場合

第1図(a)に本測定装置の基本的回路を示す。図においてOSCは周波数の安定化された高周波発振器、 L_1-C_1 、 $L_1'-C_1'$ は構造の全く等しい第1同調回路、 L_2-C_2 、 $L_2'-C_2'$ はやはり構造の等しい第2同調回路とする。第1回路と第2回路とは微小容量 C_0 にて



第1図

* A Study on a Highly Stabilized and Sensitive Reactance Meter. By B. ICHIJIO, Member & T. ARAI, Member (Faculty of Engineering, Shizuoka University).

† 静岡大学工学部教授、電磁気学、電気磁気測定、自動制御工学担当

†† 静岡大学工学部助手、電磁気学、電気磁気測定担当

静電結合〔第1図(a)〕または微小インダクタンス l_m により電磁結合〔第1図(b)〕させる。 L_p 、 L_p' はそれぞれ L_1 、 L_1' に適当な結合度で電磁的に結合されたピックアップコイルで、第1回路が同調状態にある

とき、おのおのに誘起される高周波電圧 e_1, e_1' とがその値は等しく、位相は 180° 異なるよう極性を合わせる。そして e_1 と e_1' とを高周波変成器の一次側にベクトル合成し、二次側よりダイオードを経てマイクロアンペア計へ接続する。そして測定試料は第2回路へ ΔC_x として片側接地でそう入する。

第1図(a)の上半分の回路に注目する。第1回路の可変コンデンサ C_1 の両端から右側の回路は等価的に第1図(d)の R_p, C_p の並列回路として表わすことができる。ただし

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_0^2 R_2} + \frac{R_2}{\omega^2 C_0^2} \left\{ \omega(C_2 + C_0) - \frac{1}{\omega L_2} \right\}^2 \quad (1)$$

$$C_p = C_0 \frac{1 + R_2^2 \left(\omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2} \right) \left\{ \omega(C_2 + C_0) - \frac{1}{\omega L_2} \right\}}{1 + R_2^2 \left\{ \omega(C_2 + C_0) - \frac{1}{\omega L_2} \right\}^2} \quad (2)$$

ここで C_2 は S_1, S_2, S_3 を開いたときの第2回路の全容量である。

(a) 図の $e(e_1$ は e の最小値) が最小になる条件は [(d) 図参照]

$$\omega(C_{2m} + C_0) - \frac{1}{\omega L_2} = 0 \quad (3)$$

で、このとき(1)式の R_p は最小となり、その値は $R_{pmin} = 1/\omega^2 C_0^2 R_2$ で与えられ、また $C_p = C_0$ となる。ここで C_{2m} は(3)式の条件を満足する C_2 の値である。

いま C_2 の変化に対する e の値を求めると

$$|e| = \frac{\omega M C_s e_s R_1}{L_1 \{ 1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2 + (\omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2)^* \}} \times \frac{(1 + \omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2)^*}{+ \omega^6 C_0^4 \Delta C_x^2 R_1^2 R_2^4 \}^{1/2}} \quad (4)$$

を得る。ここに ΔC_x は R_{pmin} を与える C_{2m} の値からの微小容量偏差すなわち $C_2 = C_{2m} \pm \Delta C_x$ である。 e は C_2 の変化に伴ない第1図(d)のように V 曲線を描き、 C_{2m} に対して左右が対称になる。そして e の最小値は $\Delta C_x = 0$ すなわち $C_2 = C_{2m}$ のときに得られ、その値を e_1 とすれば

$$|e_1| = \frac{\omega M C_s e_s R_1}{L_1 (1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2)} \quad (5)$$

となる。この対称 V 曲線を得るために各部を調整する方法を述べると、(1) S_1 を閉じ、 C_0 を C_1 に並列に接続する、(2) C_1 を調整して e が最大になるようにする、(3) S_1 を開き、 C_2 を変化する。この際 C_2 を C_{2m} にセットすれば $C_p = C_0$ になるが、 C_{2m} 以外で

は C_p と C_0 とは等しくない。 C_2 を C_{2m} から $\pm \Delta C_x$ だけずらせたときの C_p の値を $C_{p \pm \Delta C_x}$ とすれば

$$C_{p \pm \Delta C_x} = C_0 \frac{1 \mp \omega^2 \Delta C_x (C_0 \mp \Delta C_x) R_2^2}{1 + \omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2} \quad (6)$$

となる。同様に

$$R_{p \pm \Delta C_x} = \frac{1}{\omega^2 C_0^2 R_2} (1 + \omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2) \quad (7)$$

ここで $\Delta C_1 = C_{p \pm \Delta C_x} - C_0$ とすれば、 ΔC_1 は次式のようになる。

$$\Delta C_1 = \mp \frac{\omega^2 C_0^2 R_2^2 \Delta C_x}{1 + \omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2} \quad (8)$$

いま ΔC_x が非常に小さく、 $\omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2 \ll 1$ を満足する範囲内においては

$$\Delta C_1 \approx \mp \omega^2 C_0^2 R_2^2 \Delta C_x \quad (9)$$

となる。ここで第1回路と第2回路との結合容量 C_0 の値が

$$\omega C_0 R_2 = 1 \quad (10)$$

あるいは

$$\frac{C_0}{C_2} Q_2 = 1 \quad (10')$$

を満足するように選べば

$$\Delta C_1 \approx \mp \Delta C_x \quad (11)$$

となる。すなわち第2回路の微小容量変化 $\pm \Delta C_x$ は、第1回路に対してはその値が等しく符号が反対の容量変化 $\mp \Delta C_x$ を与えることになる。

さてここで、試料の接続法について詳細を述べる。第1図(a)の上の回路で、初め S_1 を短絡して結合容量 C_0 を C_1 に並列につなぎ、 C_1 によって L_p に誘起される電圧 e を最大にし、次いで S_1 を開いて C_2 を調整し、 e を最小にする。すなわち $C_2 = C_{2m}$ にセットする。 C_2 をそのままにしておけば C_1 と e との関係は第1図(c)の II のようになる。さらに下の回路の調整も上述のようにすれば、第1図(e)のように e_1 と e_1' とはその値が等しく、位相が 180° 異なるゆえ合成電圧は零となり、したがって出力 I_g も零となる。したがって、検出器としては高感度のマイクロアンペア計を使用することができるから、一方の第2回路へ測定試料 ΔC_x を接続すれば後述の位相変化によって Δe_x が現われ、マイクロアンペア計によって読み取ることができる。なお被測定リアクタンスの測定範囲は容量値でいえば $10^{-3} \sim 10^{+6}$ pF までは容易で、広い範囲を必要としないならば最小は 10^{-4} pF も測定できる。

まずこの状態で回路の安定度を考察する。いま回路の構成として $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$ したがって $R_1 = R_2$ と

して、各部品に同一寸法、同一構造のものを使用する。もし温度が上がって第1回路および第2回路の容量がともに ΔC_1 だけ増したとしても、第2回路の ΔC_1 の増加は、第1回路の容量を ΔC_1 だけ減少させる効果をもっているゆえ、[(11) 式参照] この $-\Delta C_1$ と第1回路の $+\Delta C_1$ とが完全に打ち消しあって、第1回路の容量には変化がなく、常に最初の設定点 C_{1r} に保持され、零点の移動は起らない。容量が減少した場合も全く同様で、第2回路は常に第1回路の容量変化を補償する。

インダクタンスが微小変化した場合も同じで第1、第2回路のインダクタンスの微小変化 $\pm \Delta L$ は、これを容量変化に換算すれば、第1回路の $\pm \Delta L$ に対し容量変化は $\pm \omega^2 \Delta L C_1^2$ で与えられ、第2回路の $\pm \Delta L$ は第1回路に $\mp \omega^2 \Delta L C_2$ の容量変化を与えるが、 $C_1 = C_2$ とすればインダクタンスの微小変化に対しても、第2回路は第1回路の変化を完全に補償する。

次に電源周波数の微小変化について考える。最初の回路調整のときの角周波数が ω_r であったとし、それが $\pm \Delta \omega$ の微小変化を生じたとする。 $\pm \Delta \omega$ の角周波数変化のために第1回路は最初の設定点からずれるわけであるが、角周波数が $\pm \Delta \omega$ だけ変化した場合、角周波数一定として回路の容量変化に換算すれば、 $\pm \Delta \omega$ による設定点のずれは $\pm (2 \Delta \omega / \omega_r) C_1$ なる容量変化によるずれと同じである。一方、第2回路は $\pm \Delta \omega$ によって $\pm (2 \Delta \omega / \omega_r) C_2$ の容量変化を第1回路におよぼすから、 $C_1 = C_2$ とすれば角周波数の微小変化に対しても第2回路は第1回路に対し補償の役目を果たすることがわかる。そのほか電源電圧の変動および検波回路の回路定数の微小変化に対しても、安定である点は説明を要しないと思う。

以上述べたところによって、本回路は (10) 式を満足する結合容量 C_0 を用い、かつ $L_1 = L_2$ 、 $C_1 = C_2$ として既述のような調整を行うことにより、温度、湿度、周波数および電源電圧の変動などのあらゆる外乱に対し、回路は常に初めの設定点に保持される。なお、第1図 (a) の上の回路について述べたが、下の回路についても同様である。かように上下の第1回路と第2回路とが補償し合うばかりでなく、上下の第1回路間および第2回路間でも互に補償し合うゆえ本回路はきわめて安定度が高くなる。また上下の回路は出力電圧が互に打ち消しあっているため、一方の回路にそう入される微小リアクタンスの変化を偏位法としてマイクロアンペア計によって測定できる。たとえば試料の容量 ΔC_x による値は出力電流 I_0 によって求められるが、この値はダイオードの特性が変化すれば影響をうける

が、実際の装置では、標準の微小コンデンサで感度のチェックを行うので問題にはならない。

これまでは第1図 (a) の静電結合の場合について述べたが、同図 (b) の電磁結合の場合も全く同じで、この場合第1回路と第2回路との相互インダクタンスを M_0 にて表わせば

$$\frac{M_0 Q_2}{L_2} = 1 \dots \dots \dots (12)$$

の条件のもとで、第2回路は第1回路の変動に対し常に自己補償作用をおよぼす。もちろん、この場合も $L_1 = L_2$ 、 $C_1 = C_2$ とすることは静電結合のときと同じである。

感度の点について考察する。任意の結合容量 C_0 において、測定回路の一方の組 [第1図 (a) の上半あるいは下半] の C_2 を C_{2m} に、 C_1 を C_{1r} に設定し、他の組も同じように設定すれば、第1図 (e) に示すように $e_1 = e_1'$ となって出力を生じない。そこで、たとえば S_2 を閉じて第2回路の C_2 に並列に ΔC_x を接続すれば、第1回路の容量が ΔC_1 だけ減少したのと等価になり、 e_1 の位相は $\theta = \tan^{-1} \omega \Delta C_1 R$ で表わされる角度だけ遅れて e_{1x} となる。ただし R は R_1 と R_{pmin} との合成で $1/R = 1/R_1 + \omega^2 C_0^2 R_2$ で与えられる。この結果、高周波変成器の一次側には Δe_x が表われるが、その値は

$$\Delta e_x^2 = e_1^2 + e_{1x}^2 - 2 e_1 e_{1x} \cos \theta$$

である。 ΔC_x が小さく、 θ が非常に小さいとすれば $e_{1x} \approx e_1$ となるゆえ

$$\Delta e_x^2 = 2 e_1^2 (1 - \cos \theta) = e_1^2 \tan^2 \theta$$

である。検波器が二乗特性を有するとすれば、出力電流 $I_0 = K \Delta e_x^2$ より下式となる。

$$I_0 = K e_1^2 \tan^2 \theta$$

しかるに $\tan \theta = \omega \Delta C_1 R$ 、 $R = R_1 / (1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2)$ および (5)、(9) 式の関係を上式に代入すれば下式となる。

$$I_0 = K \frac{(\omega M C_0 e_s R_1)^2}{L_1^2 (1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2)^2} \times \frac{(\omega^2 C_0^2 R_1 R_2 \cdot \omega \Delta C_x R_2)^2}{(1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2)^2} \dots \dots \dots (13)$$

第2回路へ一定の容量変化 ΔC_x を与えたときの出力 I_0 は、 C_0 の値によって変化するが、いかなる値の C_0 に対して感度が最大になるかを求めてみる。

$$\partial I_0 / \partial C_0 = 0 \text{ とおけば}$$

$$\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 = 1$$

を得る。いままでしばしば述べたような回路構成であるから、 $R_1 = R_2$ とおくことにより、容量の測定感度最大の条件として

$$\omega C_0 R_2 = 1 \dots \dots \dots (14)$$

を得る。

一方、第1回路と第2回路が M_0 にて電磁結合されている場合は

$$I_g = K \frac{\omega^2 M^2 C_s^2 e_s^2 R_1^2}{L_1^2 (1 + \omega^6 M_0^2 C_1^2 C_2^2 R_1 R_2)^2} \times \frac{\omega^2 \Delta C_x^2 R_2^2 \cdot \omega^4 M_0^4 R_1^2 R_2^2 C_2^4}{L_1^4 (1 + \omega^6 M_0^2 C_1^2 C_2^2 R_1 R_2)^2} \dots (15)$$

で表わされ、最大感度の条件として

$$\omega^6 M_0^2 C_1^2 C_2^2 R_1 R_2 = 1 \dots \dots \dots (16)$$

を得る。しかるに $\omega^4 C_2^2 = 1/L_2^2$ であるから、(16) 式に代入すれば

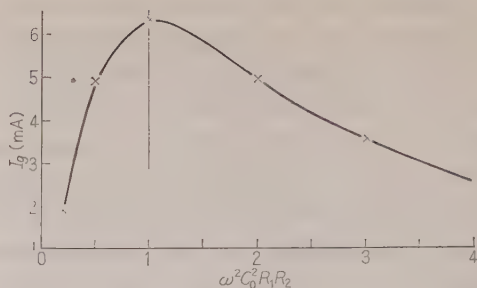
$$\omega^2 M_0^2 C_1^2 R_1 R_2 / L_2^2 = 1 \dots \dots \dots (17)$$

さらに $R_1 = R_2$, $L_1 = L_2$ であるから

$$\frac{M_0 Q_2}{L_2} = 1 \dots \dots \dots (18)$$

となる。

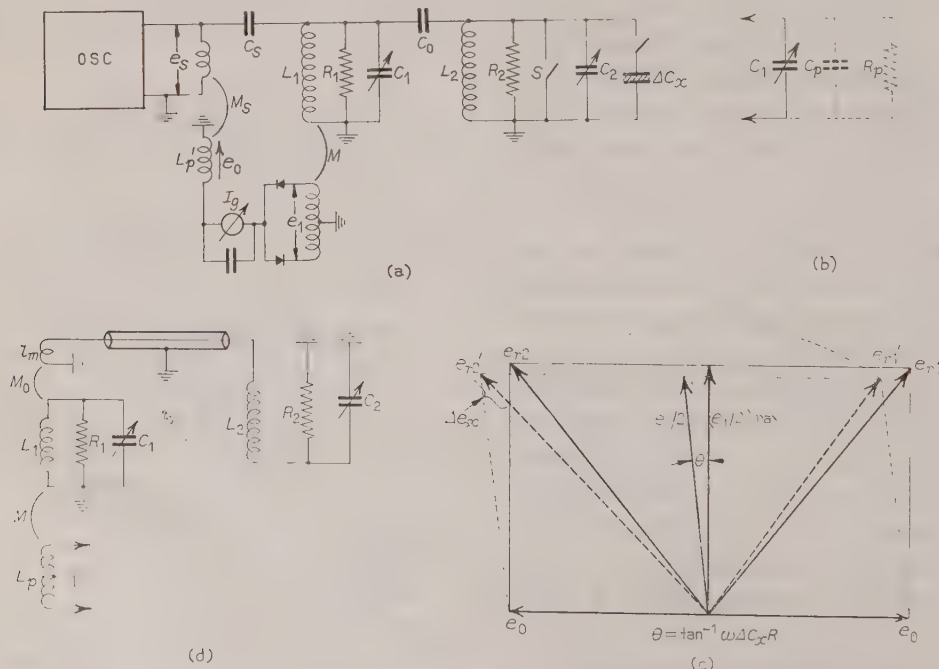
(14) 式、(18) 式は回路の安定度のかぎをにぎる条件式 (10)、(12) と全く一致する。すなわち本回路は $C_0 Q_2 / C_2 = 1$ (静電結合)、 $M_0 Q_2 / L_2 = 1$ (電磁結合) の条件のもとにおいて、高安定、高感度リアクタンス計としてその性能をいかに発揮しうるものである。また (10) 式の条件のもとでは ΔC_x を S_3 によって第1回路へ接続すれば、第1図 (e) の点線で示すベクトル関係になり、 S_2 によって ΔC_x を第2回路へつないだ場合と同じ大きさの出力が得られる。



第2図

(13) 式における $\omega^2 C_0^2 R_1 R_2$ の値と出力 I_g との関係を求めたものが第2図である。

いままでは全部で四つの同調回路をもつ基本的回路について説明し、その動作原理などについて述べたが、第3図に示すような回路によっても、高安定、高感度リアクタンス計として利用することができる。(a) 図において S を短絡して C_1 により e_1 を最大にして、次に S を開いて C_2 を調整して e_1 を最小にする。この場合 e_1 と電源に M_s により結合されたコイル L_p' に誘起される電圧 e_0 とは 90° の位相差を有する。この e_1 と e_0 とにより指示計 I_g をふらせるようにすれば、(c) 図に示すようなベクトル図になり、試料 ΔC_x がない場合は零である。次に測定しようとする微小容量 ΔC_x を第1回路または第2回路に並列に



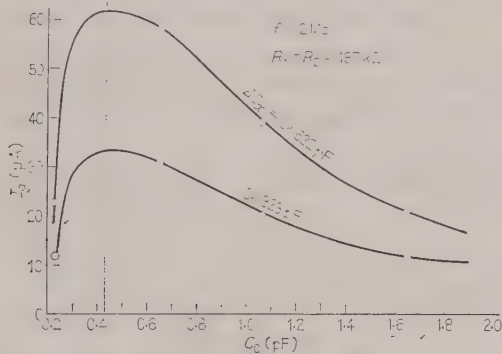
第3図

接続すれば、 $\tan \theta = \omega \Delta C_x R$ で示される角度 θ だけ e_1 の位相がずれ、 Δe_x に相当する出力を生ずる。もちろんこの場合、第1回路と第2回路との結合は、 $\omega C_0 R_2 = 1$ (静電結合)、 $M_0 Q_2 / L_2 = 1$ (電磁結合) の条件を満足させることが安定度を高めるために必要である。また、第1回路と第2回路とは全く同じ構造で回路定数も正しく一致させるのである。

いま回路定数を第3図 (a) のように表わし、容量 ΔC_x による出力を I_g とすれば (検波器が二乗特性をもつとして)

$$I_g = \frac{2 K \omega M C_s e_0 R_1 \cdot \omega^2 C_0^2 R_1 R_2 \cdot \omega \Delta C_x R_2}{L_1 (1 + \omega^2 C_0^2 R_1 R_2)^2} \quad \dots\dots\dots (19)$$

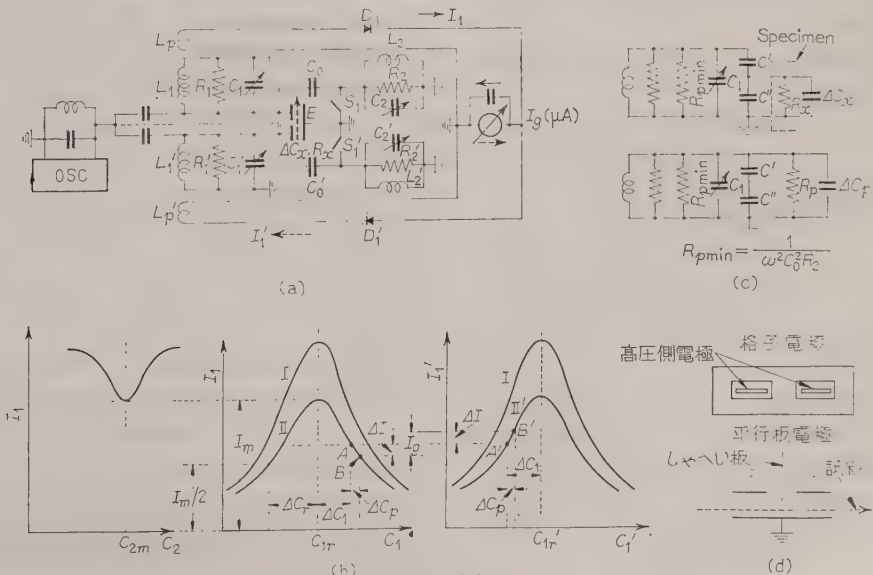
が得られる。一定の容量変化 ΔC_x に対しどのような結合容量 C_0 において最大出力が得られるかを求めると、 $\partial I_g / \partial C_0 = 0$ より $\omega^2 C_0^2 R_1 R_2 = 1$ を得る。しかるに $R_1 = R_2$ であるから、最大出力の条件として $\omega C_0 R_2 = 1$



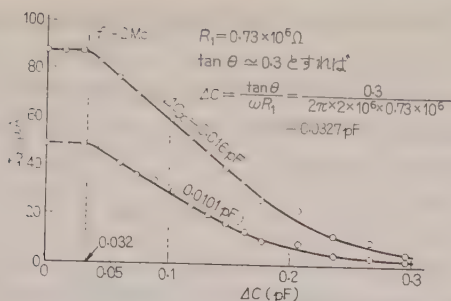
第 4 図

となり、この場合も安定度最良の条件と感度最大の条件とが一致する。第4図に C_0 と出力 I_g との関係を求めた実験結果が示してあるが、 $R_1 = R_2 = 187 \text{ k}\Omega$ として $\omega C_0 R_2 = 1$ より求めた C_0 と図の最大出力を与える C_0 との値とがよく一致している。この回路は前述の回路にくらべて回路構成が簡単であること、調整が容易であるなどの特徴がある。しかし安定度の点になるとダイオード2個を必要とするのでやや劣るようである。

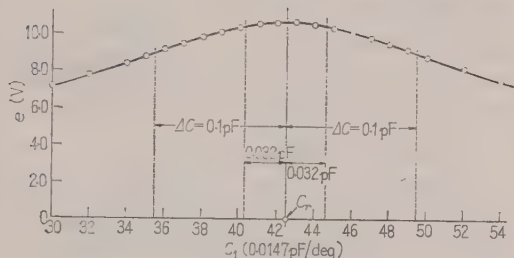
(2.2) 測定対象が高損失の場合 この場合の測定試料は第5図 (a) の上下の第1回路に同時に接続する。第2回路は (10) 式を満足する C_0 の値で第1回路と結合し、第1回路の最初の設定点の移動を自動的に補償するだけの作用をするにすぎない。測定にかかる順序としては、(1) S_1 を閉じて C_0 を第1回路に並列に接続し、 C_1 により I_1 を最大にする、 $[C_1 = C_{1r}$, 第5図 (b) 参照] (2) S_1 を開き、 C_2 により I_1 を最小にする、 $[C_2 = C_{2m}$, このとき $C_p = C_0$, $R_p = 1 / \omega^2 C_0^2 R_2$ となり、第1回路の並列抵抗が小さくなるので、 C_1 と I_1 との関係は第5図 (b) の曲線 II になる。しかし電流が最大になる C_1 の値は変化なく、最初の C_{1r} 点で II の曲線も最大になる] (3) 上下二つの回路の C_{1r} , C_{1r}' をそれぞれ左右に ΔC_1 だけずらせる。すなわち一方を同調曲線の A 点に、他方を A' 点に設定する。この状態においては I_1 と I_1' とはその値が等しくかつ方向は逆であるゆえ、出力指示計のふれは零である。したがって I_1 , I_1' として数ミリアンペア程度の大きさであっても、指示計として高感度のマイクロアンペア計を使用することができ、感度を著しく向上させ



第 5 図



第 8 図

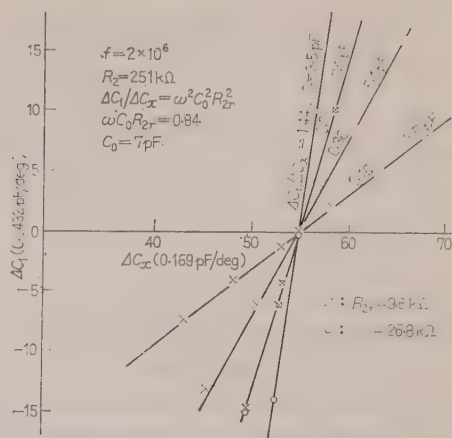


第 9 図

る。出力が最大になる C_0 の値を図より求めれば 0.47 pF になり、実験結果は数式より求めた結果とよく一致する。

第 8 図は第 1 回路だけの場合（第 2 回路は補償作用だけとみなして接続してない）について同調点よりのずれ ΔC と回路に一定の微小容量変化 ΔC_x を与えたときの出力 I_0 との関係を求めたものである。図より明らかなように、 ΔC が零からある範囲の間は一定の ΔC_x に対して一定の感度を示す。感度が落ち始める ΔC の値を図上から求めると約 0.032 pF が得られる。一方 $\tan \theta = \omega \Delta C R_1 \approx 0.3^*$ より ΔC を求めると、両者はほぼ一致する。ただし上に述べたことは、ピックアップコイルに誘起される電圧 e が一定である場合にいえることであり、一般に ΔC を大きくすれば e は次第に減少する。これは回路の同調曲線をとってみればわかることで一例を第 9 図に示す。図より $\Delta C = 0.032$ pF 程度では e の大きさはほとんど変わらない。 ΔC がさらに大きくなって感度が急に落ちるのは $\Delta \theta / \Delta C_x$ が減少すると同時に電圧 e の大きさも減少するからである。以上第 8 図および第 9 図の結果からわかるように、(2.1) 節で述べた調整を完全に行わないと、同じ L, C を使って組み立てた回路であっても十分な感度が得られないから注意を要する。

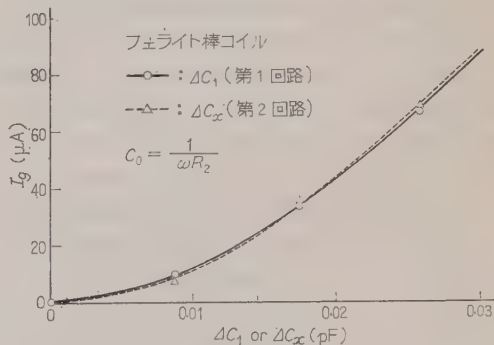
次に第 1 図の回路で、第 1 回路の C_1 は C_{1r} に、第 2 回路の C_2 は C_{2m} に設定しておき、第 2 回路の容



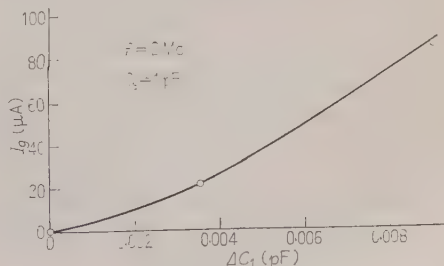
第 10 図

量を微小変化させた場合、これに応じて第 1 回路の容量を変えて常に e_1 が最大になるように調整して求めたのが第 10 図である。 R_2 の値が大きいと結合容量 C_0 の値がきわめて小さくなり、 C_0 の測定誤差が大きくなるゆえ第 2 回路へわざと高周波抵抗を接続してその合成並列抵抗 R_{2r} を低くし、 C_0 の値が大きくなるようにして実験した。 C_0 の値および R_{2r} の値によって $\Delta C_1 / \Delta C_x$ の値は大きく変化する。たとえば $C_0 = 7.0$ pF, $R_{2r} = 9.6$ kΩ の場合は図から $\Delta C_1 / \Delta C_x = 0.70$ となるが (9) 式よりの結果とよく一致する。

測定回路の安定度がもっともよくなるときは (10)

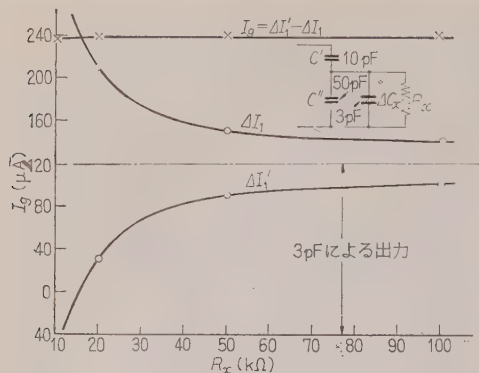


第 11 図



第 12 図

* この値まで θ と $\omega \Delta C R_1$ とが比例することは文献 (2) に述べた。



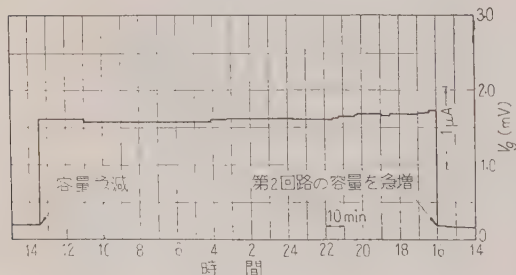
第 13 図

式に示した条件であるが、このときの出力指示計のふれと第 1 回路および第 2 回路の微小容量変化との関係を第 11 図に示す。なお、ふれは絶対値を示したものであり、計器の読み取り誤差の範囲内で両者がよく一致している。

第 12 図は第 1 図 (a) の回路の感度特性を示す一例である。 ΔC_1 の小さいところではやや直線性が満足されないが、これはダイオードの特性によるものであり、第 3 図 (a) に示す回路ならば完全な直線性がある。

第 13 図は第 5 図の損失の多い試料の容量を測定する回路での実験結果である。容量変化 ΔC_x として一定値 3 pF を与え、これに並列に抵抗 R_x をつなぎ、 R_x の値をいろいろ変えたときの出力との関係を求めたものである。計器の極性が回路図のようであると、上の回路では ΔC_x および R_x による出力が互に加わりあって、指示計のふれは R_x の減少に伴って増すが、下の回路では ΔC_x と R_x による出力が互に打ち消しあって、出力は R_x が小さくなるにしたがって減少し、 R_x が 10 kΩ ぐらいになると出力が負になる。しかしこの回路では ΔC_x および R_x を両回路に同時に与えるから、指示計のふれは両者の和を示し、出力は 10 kΩ ぐらいまで抵抗値に無関係に容量変化 ΔC_x だけによる出力 I_g を生ずる。

本装置の安定度を調べた結果の一例を第 14 図に示



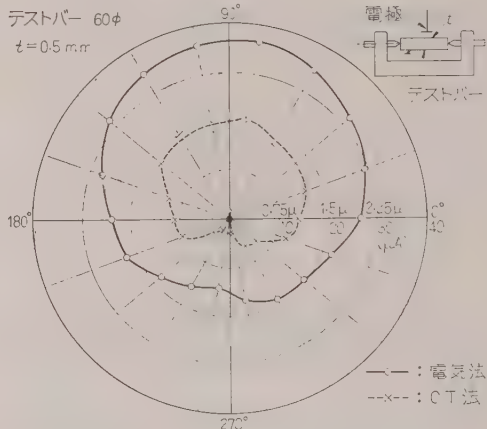
第 14 図

す。出力のわずかな変動は電源電圧の変動によるものである。

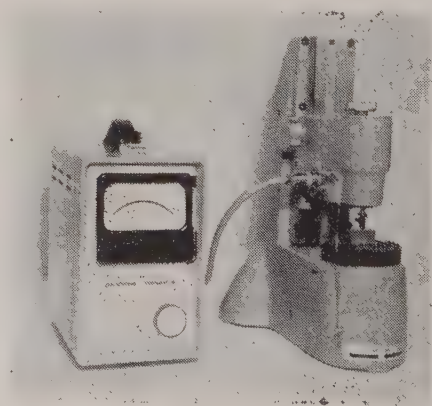
なお容量計として使用した場合の測定範囲は $10^{-3} \sim 10^{-6}$ pF で最大 100 μ A のマイクロアンペア計で読み取ることができる。

4. 応 用 例

第 15 図は本装置を無接触式コンパレータとして使った一例で、試験棒の偏心を指針測微器 (最小目盛 1 μ) と比較測定したものである。



第 15 図

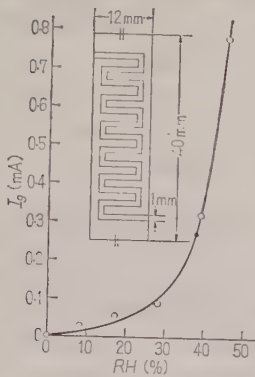


第 16 図

第 16 図の写真は静電マイクロメータとして試作したものの外観である。左側は電源および指示計が、右側は測定回路および偏位検出用コンデンサなどが収められている。ブロックゲージなどの厚みを標準試料との偏差で検出するいわゆるコンパレータで、最小 0.1 μ から最大 10 μ の正負の偏差が指示計の読みから測定できる。

第 17 図は低湿度を測定範囲とした応用で、ガラス

板の両面に感湿薄膜を蒸着した要素を使い、第5図の回路にて相対湿度と出力との関係を求めた結果である。

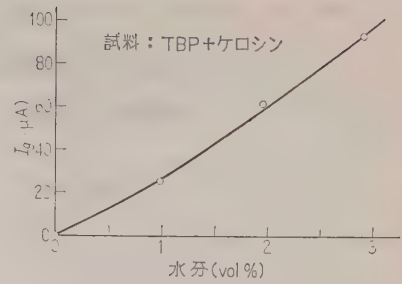


第 17 図

第 18 図は脈動充てん塔内のウラン抽出液 (TBP-ケロシン) の水分と出力との関係である。なおこの水は純水でなく、1N 程度の硫酸溶液でも全く同じ関係が得られる。

5. 結 言

以上、本リアクタンス計の原理、諸特性および二三の応用を述べたが、その安定性については従来のあらゆる式の直読リアクタンス計にくらべすぐれているこ



第 18 図

とを長期にわたる実験の結果確かめることができた。したがってその応用は研究用、工業用としてきわめて広範囲にわたることが予想され、この線に沿って研究を進めようとしている。(昭和 36 年 1 月 5 日受付, 同 4 月 25 日再受付)

文 献

- (1) 一条・新井・野中: 電学誌 **75**, 99 (昭 31)
- (2) 一条・新井: 電学誌 **77**, 460 (昭 32)
- (3) 一条・新井: 電学誌 **78**, 451 (昭 33)
- (4) 新井・一条: 電学誌 **79**, 1146 (昭 34)
- (5) 新井・一条: 電学誌 **80**, 947 (昭 35)
- (6) 新井・一条: 電学誌 **80**, 1274 (昭 35)
- (7) 一部は B. Ichijo & T. Arai: Rev. sci. Instrum. **32**, 122 (1961) 次に発表した

UDC 621-526: 621-503.2: 621.396.969.341.8

資料・論文

36-100

サーボ系の記憶制御と定常的誤差軽減に関する 考察およびその追尾レーダへの応用*

正員 渡 部 優†

1. は し が き

追尾レーダは、電波を用いて刻々目標体の空間中の位置を測定するものである。この点で追値サーボの一種であるといえる。ところが、なにぶん測定の手がかりとしているものが、目標体の反射波であるため、きわめて微弱で雨や雲に吸収されたり、目標以外の電波にじまされるなど連続して安定な追尾を行えないことが多い。この対策として追尾を行いた期間の測定量をもとにして、追尾を行えない期間は推定値で追尾を続行し、再び反射波を安定に受信しうるまで待ちうけるなどの特別の考慮が必要となる。この待ちうける期間は、目標体の性質を考慮してできるだけ実際の値に近いように推定の追尾を行い、再び実際の追尾にはいるときに、不連続性が少ないように考慮するのが望ましい。このようなことは、一般の追値サーボにおいても、測定がなんらかの理由で連続して行えないときに必要となってくる。上に述べたような動作を記憶追尾と呼ぶこととする。この記憶追尾に関して、筆者の知るところではコントラベス社のリジェネラティブトラッキングがあるが、これは「平滑化した速度量を正帰還する」との物理的な考えから出発していて、理論的な検討がなされていないように思う。筆者はこの問題につき検討したのでここに述べたい。ここに述べることは追尾レーダだけでなく、広く一般的に応用できると思う。

なお、第4章にサーボ系の内に変数の変換器を組み入れることについて述べるが、このような構成にすればサーボ系の誤差を軽減することができる。これも追尾レーダに限らず応用範囲は広いことと考えられる。

2. 記憶追尾の一般論

(2.1) n 次の予測 定義、まず x_{in} なる量を入力値と考え、サーボ系は刻々これを追値しているもの

とする。

ある時間から t (秒) 後の出力値 x_{out} の値を $x_{out}(t)$ と表わすと

$$\begin{aligned} x_{out}(t) &= x_0 + \frac{d}{dt}x_0t + \frac{1}{2!}\left(\frac{d}{dt}\right)^2x_0t^2 + \dots \\ &\dots + \frac{1}{n!}\left(\frac{d}{dt}\right)^nx_0t^n \\ &= \sum_{i=0}^n \frac{1}{i!}\left(\frac{d}{dt}\right)^ix_0t^i \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

ただし、 $x_{out}(t): t$ (秒) 後の予測値、 $x_0: t=0$

における x の値、 $\left(\frac{d}{dt}\right)^ix_0: x$ の i 次時間

微係数の $t=0$ の値

(1) 式で表わすものは、 n 次までのテイラー展開である。これを仮に n 次の予測と名づけることとする。

(2.2) n 次予測による記憶追尾の実現法 前節の (1) 式で定義した n 次の予測は、時間の経過のなかで、ごく自然な無理の少ない予測であることは容易に推測できる。このように自然な予測特性をもつ記憶特性を実現するにはいかにすればよいであろうか。このことについて考えを進めよう。

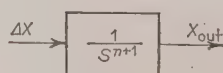
(1) 式で表わすものは、数学的に

$$\left(\frac{d}{dt}\right)^{n+1}x_{out}t=0 \dots\dots\dots (2)$$

(2) 式の微分方程式を初期値を考慮しつつ $(n+1)$ 回積分を行ったものであるといえる。

したがって、 n 次予測による記憶追尾を実現しようとすれば、記憶追尾の必要となる瞬間に初期値をいままでの値になるようにして、(2) 式で表わしうる関係を成立するように系を構成すればよいと考えうる。

$x_{out}(t)$ はサーボ系の出力値であるから、(2) 式で表わしうる系は、通常のサーボ系の手法で表わすならば第1図のような形のものである。(s はラプラスのオペレータである。なお、 t 領域と s 領域の変数は



ΔX : 積分要素への入力値をラプラス変換したもの

X_{out} : 積分要素の出力値をラプラス変換したもの

第1図 $(n+1)$ 次の積分を含む系

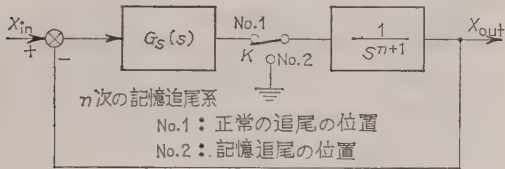
* Study of Memory Control and Reduction of Steady-State Error in Servo System, and these Application for Tracking Radar. By M. WATANABE, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd., Electronics Works).

† 三菱電機株式会社無線機製作所、レーダ担当

それぞれ小文字と大文字で区分する) 第1図の形を記憶制御の必要な時期に ΔX を零とすればよい。そのようにすればこの系の初期条件にしたがって、 n 次の記憶制御が行われるであろう。

問題は、この系を常にサーボ系の内に含めておいて初期条件を希望の値に設定する手段がどうであるかとのこととなる。

そのためのよい解決策の一つは、要素 $\frac{1}{s^{n+1}}$ を常に系の中にシリーズに含めておくことである。この点に関してはいろいろの変形が考えられるが、そのことは後に第6章で述べることにし、概念的にいずれの場合にも基本となる第2図のシリーズ系について考察する。第2図においては、 $G_S(s)$ は系の安定化のために必要な要素であり、通常の状態では $G_S(s)$ と $\frac{1}{s^{n+1}}$ はカスケードのまま X_{in} を追尾する。 $\frac{1}{s^{n+1}}$ の内部では、時々刻々の条件にしたがって出力 X_{out} を生み出しているが、いったん記憶追尾が必要となれば第2図の継電器 K により、No. 2 の接点を通して強制的に(2)式の条件を満たさせると、いままでの値を初期値として n 次の記憶制御が実行するのである。



第 2 図

(2・3) 一般サーボ系の記憶特性 前節で物理的に述べたことがらを、解析的にやや一般的に取り扱ってその裏づけをしよう。いま、遅れのない定数係数で表わされる線形の系を考える。

$$G(s) = \frac{X_{out}}{\Delta X} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^{n+1} a_i s^i} \quad (3)$$

ただし、 a_i, b_i : 定数係数、 s : ラプラスのオペレータ、 $\Delta X : G(s)$ への入力値をラプラス変換したもの、 $X_{out} : G(s)$ の出力値をラプラス変換したもの

(3) 式で表わされる系を普通の微分方程式で表わすと、

$$\sum_{i=0}^{n+1} a_i \left(\frac{d}{dt} \right)^i x_{out} = \sum_{i=0}^m b_i \left(\frac{d}{dt} \right)^i \Delta x \quad (4)$$

となる。(4) 式を $(n+1)$ 回積分して式の配列を変えてゆくと、ついには (5) 式で表わされる形を得る。(付録 1 参照)

$$\begin{aligned} x_{out} = & \sum_{j=0}^n \left(\frac{d}{dt} \right)^j x_0 \frac{t^j}{j!} \\ & + \sum_{k=0}^n \frac{a_k}{a_{n+1}} \left[\sum_{i=1}^k \left(\frac{d}{dt} \right)^{k-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \right. \\ & \left. - \int_0^t \cdots \int_0^t x_{out}(dt)^{n+1-k} \right] \\ & + \sum_{i=0}^m \frac{b_i}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x \\ & - \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \end{aligned} \quad (5)$$

ただし

$$\left(\frac{d}{dt} \right)^k x_0 = \left[\left(\frac{d}{dt} \right)^k x \right]_{t=0} \quad (6)$$

$$\left(\frac{d}{dt} \right)^k \Delta x_0 = \left[\left(\frac{d}{dt} \right)^k \Delta x \right]_{t=0} \quad (7)$$

また、(6)、(7) 式は $k < 0$ のときに積分となり、(8) 式が成立する。

$$\left(\frac{d}{dt} \right)^k x_0 = 0, \quad \left(\frac{d}{dt} \right)^k \Delta x_0 = 0 \quad (8)$$

(5) 式の右辺の第1項は、(1) 式で定義した n 次の予測を表わす項であり、その他の項は n 次の予測からの偏差を生ずる項である。後の項はテイラー展開を目的として考えれば誤差を表わすこととなる。

(5) 式からは種々なことがわかる。 b_i がすべて零となる場合は無意味で除外すれば、 $t=0$ 以後完全な n 次の記憶を行わせるために必要かつ充分な条件は (付録 2. 参照)

$$a_k = 0 \quad (k=0, 1, 2, \dots, n) \quad (9)$$

$$a_{n+1} \neq 0 \quad (10)$$

$$\Delta x = 0 \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} b_i &= 0 \quad (i=1, 2, \dots, m) \\ b_0 &\neq 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

である。(9)、(10) 式は

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^n \frac{a_k}{a_{n+1}} \left[\sum_{i=1}^k \left(\frac{d}{dt} \right)^{k-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \right. \\ & \left. - \int_0^t \cdots \int_0^t x_{out}(dt)^{n+1-k} \right] \end{aligned}$$

の項が x_0, x のいかににかかわらず零なるためであり、(11) 式は

$$\sum_{i=0}^m \frac{b_i}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x$$

の項を消失させるためである。(12) 式は

$$\sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!}$$

の項が消失するために (8) 式を同時に考えて満たさなければならない条件である。これらの結果、第 2 図と同じ構成となる。

正常な動作中を考えれば、(3) 式で表わした伝達関数よりなる追値サーボ系は、常に (5) 式の第 1 項で示されるような作用が起きていることも注目してよいと思う。このような系では程度の大小はあるが、常に過去の値による予測を行いながらそれを修正しつつ現在のサーボ動作を行っている。その程度は a_i, b_i で定まる。

次に、第 2 図に示したような構成が不可能な場合でも

$$a_k \approx 0, a_{n+1} \neq 0 \quad (k=0, 1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (13)$$

$$b_i \approx 0, b_0 \neq 0 \quad (i=1, 2, \dots, m) \quad \dots\dots (14)$$

ただし

$$n+1 > m \quad \dots\dots (15)$$

(13) ~ (15) 各式の条件が満たされている場合は、(5) 式の第 1 項の n 次の予測の項は全体に対し大きい影響をもつ。このとき記憶制御が必要となれば、 Δx を零に保つように構成すると、近似的に n 次記憶追尾が可能となる。実際にはレーダサーボなどの高周波特性などの考慮をするとこの場合になる。

(2・4) 安定の問題 (2・2) 節、(2・3) 節で述べたような $\frac{1}{s^{n+1}}$ の形を含む系は、安定性の点で問題が多い。

これは $\frac{1}{s^{n+1}}$ が $90^\circ \times (n+1)$ の遅れ要素であるため、これを補正するためにカスケードに進み要素を必要とする。第 2 図に示した $G_s(s)$ は、したがって進み要素であることが必要である。

いま仮に進み要素として

$$G_s(s) = \left[1 + \frac{s}{\omega_1}\right]^n \quad \dots\dots (16)$$

を考えたとき、一循環得が 1 になる角周波数を ω_0 とし、その位相余裕を 60° に選んだ場合につき計算すると、 n と ω_1/ω_0 の関係として第 1 表に示したような結果を得る。

第 1 表

n	$\arg \left[1 + \left(\frac{j\omega_0}{\omega_1}\right)\right]$	$\frac{\omega_0}{\omega_1}$	備 考
1	—	—	$G_1(s)=1$ でも常に位相余裕 90° である。
2	60°	1.73	
3	75°	3.73	
4	80°	5.67	
5	82.5°	7.60	
⋮			
n	$\frac{1}{n-1} (-120^\circ + 90^\circ \times n)$		

(2・5) 記憶追尾の誤差の軽減 n 次の記憶追尾を完全または完全に近いところまで実現するための方法は、(2・2) 節、(2・3) 節で明らかであるが、 n 次微係数まで考慮に入れて n 次の記憶制御を行ったとしても、 $(n+1)$ 次以上の項は無視しているのであり、ここに当然誤差が生じてくる。

この誤差を少なくするには、 $x(t)$ の高次微係数 $x^i(t)$ が小さいような $x(t)$ を選定することが必要となる。この対策については 4 章に述べることにする。

3. 定常的誤差軽減の一般論

サーボ系には、過渡的に発生する誤差と定常的な誤差があるが、ここでは急激な変化を伴わない入力での追尾のときに重要な後者の軽減法について考える。

一般的なサーボ系として定数係数で線形の場合を考えることとし、再び (3) 式で考えたと同様に (17) 式を考える。

$$H(s) = \frac{X_{out}}{\Delta X} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{i=0}^{n+1} a_i s^i} \quad \dots\dots (17)$$

ただし、 a_i, b_i : 定数係数、 s : ラプラスのオペレータ、 ΔX : $H(s)$ への入力値をラプラス変換したもの、 X_{out} : $H(s)$ の出力値をラプラス変換したもの

$H(s)$ が負帰還ループ内にあると

$$\Delta X = X_{in} - X_{out}$$

となる。 X_{in} は系への入力である。これと (17) 式より

$$\begin{aligned} \Delta X &= \frac{1}{1+H(s)} X_{in} \\ &= \frac{\sum_{i=0}^{n+1} a_i s^i}{\sum_{i=0}^{n+1} a_i s^i + \sum_{i=0}^m b_i s^i} X_{in} \end{aligned}$$

これを割算を実行することにより多項式に展開すると

$$\Delta X = \sum_{i=0}^{\infty} c_i s^i X_{in} \quad \dots\dots (18)$$

の形にできる。[ただし、(18) 式の収れん性を仮定する] ここで

$$s^i X_{in}(s) = \mathcal{L} \left[\left(\frac{d}{dt} \right)^i x_{in}(t) \right] \quad \dots\dots (19)$$

ただし、 \mathcal{L} : ラプラス変換を意味するであることを考慮に入れて

$$\begin{aligned} \Delta x(t) &= \sum_{i=0}^{\infty} c_i \left(\frac{d}{dt} \right)^i x_{in}(t) \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} c_i x_{in}^{(i)}(t) \quad \dots\dots (20) \end{aligned}$$

と表わせる。したがって誤差 $\Delta x(t)$ を減じるには、一般に c_i と $x_{in}^i(t)$ を小さく選ぶことが必要である。

ところで c_i が小さくなるような系が自由に選べるときは問題は別であるが、外来雑音が入力値に共存するときは、サーボ系の外来雑音に対するフィルタ特性を考慮しなければならない。(3) 式の a_i, b_i が定まると、サーボ系の外来雑音に対するフィルタ特性が定まるから、あるフィルタ特性が要求されるときは、 a_i, b_i したがって c_i が先に定まり、そのうえで (20) 式の誤差を小さくすることが必要となる。そのためには $x_{in}^i(t)$ を減じることが重要な問題となる。この手段については次章に論ずる。

4. 変数変換の応用

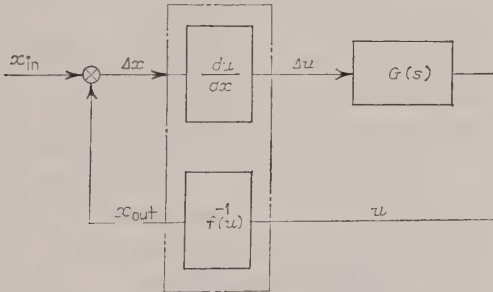
前章では、ある値 x の追値の一般論を述べたが、 x 自体の内容についてはさらに検討の余地がある。

実際の場合には、変数の性質は変換を用いればある程度任意に変えることができる。このことにつき述べよう。

(4.1) 一変数の場合 変数が1個の場合

$$u = f(x) \quad \dots\dots\dots (21)$$

なる変数変換を考え、 $f(x)$ が必要な範囲で連続関数で微分可能であり、分枝点をもたないで $\frac{du}{dx} \neq 0$ であれば、第3図のように構成しうる。



第3図 一変数の変数変換追値系

ただし、 $G(s)$: (3) 式のサーボ系伝達関数

$$f^{-1}(u) \dots\dots x = f^{-1}(u) \quad \dots\dots\dots (22)$$

すなわち (21) 式の逆関数 (付録4参照)

$$\Delta u = \frac{du}{dx} \Delta x \quad \dots\dots\dots (23)$$

第3図の鎖線内の操作は変数の変換を意味し、 x の代わりに u の変数で理論的な操作を行うこととなる。

このように構成することの利点は、もし $f(x)$ として適当なものがあり、その結果 u の時間的変化の高次微係数が x そのままの場合より小さくしうるならば、同一の $G(s)$ に対して、記憶追尾がより正確に行い

ることと、定常的誤差がより少なくなることである。このことは2章、3章より明らかである。

例を上げて説明を行うならば

$$x = \alpha \varepsilon^{\beta t} \quad \dots\dots\dots (24)$$

のように指数関数的に変化する現象に対しては、変数の変換を

$$u = \log x \quad \dots\dots\dots (25)$$

(25) 式のように選定すると

$$u = \log \alpha + \beta t \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$\frac{du}{dt} = \beta \quad \dots\dots\dots (27)$$

$$\frac{d^2u}{dt^2} = 0 \quad \dots\dots\dots (28)$$

のようになるから、 u の記憶には一次の記憶追尾で充分であり、追値に対しても、たとえば

$$G(s) = \frac{1 + \left(\frac{s}{\omega_1}\right)}{s^2} \quad \dots\dots\dots (29)$$

のような2形サーボを用いれば、(20) 式に相当するものとして

$$\Delta x(t) = 0 \quad \dots\dots\dots (30)$$

を得ることとなり、比較的容易に誤差を小さくできる。

x のままで取り扱った場合に

$$\left(\frac{d}{dt}\right)^i x = \alpha \beta^i \varepsilon^{\beta t} \quad \dots\dots\dots (31)$$

がいつまでも零にならないことと比較して、変数変換の利点は明らかであろう。

(4.2) 多変数の場合 制御や追値されている現象が、二つ以上の自由度のある現象を取り扱う場合をここで検討しよう。

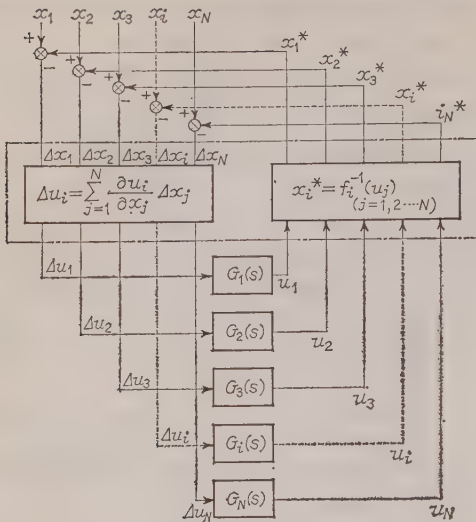
自由度の数を N とするとき、(32) 式で変数変換可能な場合を考える。

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= f_1(x_1, x_2, \dots, x_N) \\ u_2 &= f_2(x_1, x_2, \dots, x_N) \\ &\dots\dots\dots \\ u_N &= f_N(x_1, x_2, \dots, x_N) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (32)$$

$u_i (i=1, \dots, N)$ は、 $x_i (i=1, \dots, N)$ に関して必要な範囲で連続関数で微分可能であり、分枝点をもたないから

$$\left| \begin{array}{ccc} \frac{\partial u_1}{\partial x_1} & \frac{\partial u_1}{\partial x_2} & \dots \frac{\partial u_1}{\partial x_N} \\ \dots\dots\dots \\ \frac{\partial u_N}{\partial x_1} & \frac{\partial u_N}{\partial x_2} & \dots \frac{\partial u_N}{\partial x_N} \end{array} \right| \neq 0$$

であれば、第4図に示しうる構成が可能である。(付録3参照)



(x_i^* : 系の追値出力を表わす)

第4図 多変数の変数変換追値系

ただし、

$$u_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_N), \quad (i=1, 2, \dots, N) \dots (32)$$

$G_i(s)$: おのおのの独立の伝達関数

$$f_i^{-1}(u_j) \dots x_i = f_i^{-1}(u_j) \dots (33)$$

すなわち (32) 式の逆変換

$$\Delta u_i = \sum_{j=1}^N \frac{\partial u_i}{\partial x_j} \Delta x_j \dots (34)$$

ただし、(34) 式は Δx_j が小さいと仮定した場合に正確に成立するものであるが、これを用いることとする。(付録4参照)

第4図の1点鎖線内の操作は多変数の変換を意味し、 x_i の代わりに変数 u_i で扱うことを意味する。

現実の問題としては x_i しか測定できなくて、 Δu_i の検知は直接にはできないが、サーボ的に取り扱うには u_i で扱うのが正確で便利な場合は数多く存在するはずである。このような場合には第4図の構成は一般に役立つと思う。前述の記憶制御や定常的誤差軽減の問題に限って言えば、 u_i として高次時間微係数のできるだけ小さくなるような変換を選定すれば、一変数の場合と全く同様に正確な記憶追尾やサーボ誤差の軽減が可能である。

(4.3) 空間座標の場合 空間に存在し運動している物体を取り扱う場合は、多変数の場合の独立変数3の場合に相当する。例をあげて説明をする。

(例1) 直交座標の平行移動

$$u_i = x_i - x_{i0} \quad (i=1, 2, 3) \dots (35)$$

$$\Delta u_i = \Delta x_i \quad (i=1, 2, 3) \dots (36)$$

(例2) 直交座標の回転変換

$$u_i = \sum_{j=1}^3 a_i^j x_j \quad (i=1, 2, 3) \dots (37)$$

$$\Delta u_i = \sum_{j=1}^3 a_i^j \Delta x_j \quad (i=1, 2, 3) \dots (38)$$

$$x_i = \sum_{j=1}^3 a_j^i u_j \quad (j=1, 2, 3) \dots (39)$$

ただし、 a_i^j : おのおの x_j 軸の単位ベクトルの u_i 軸に関する成分

となる。[場合によっては(37)~(39)式は行列で表わしたほうが便利なることもあるが、簡単のために省略する]

5. 追尾レーダへの応用

以上に述べてきたことがらを有効に役立てる一例は追尾レーダである。

前述の一般論の応用例として種々の場合を述べよう。

(5.1) 極座標方式

による高速物体の追跡

従来の追尾レーダで

は大部分のものは第5

図のような極座標方式

を用いている。これによる高速物体の追跡を考える。

いま γ : 目標体までの直距離、 θ : 方位角、 ϕ : 方位角

角とするとレーダの内部

には γ, θ, ϕ の三つの

量につきおのおのに関

し誤差検知装置があり、

$\Delta \gamma, \Delta \theta, \Delta \phi$ を検出

している。また、おの

おの独立のサーボ増幅

器があって、所要のサ

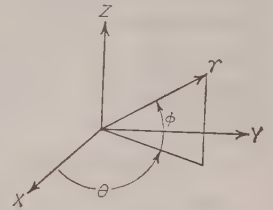
ーボ特性 $G_\gamma(s), G_\theta(s), G_\phi(s)$ をも

たせ、最後に θ, ϕ はおの

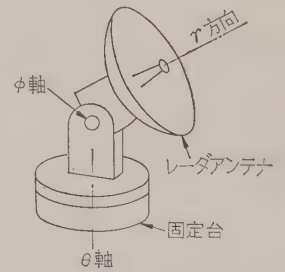
おの空中線駆動電動機を、

γ に対しては距離追尾装

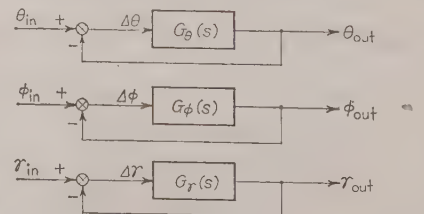
置の出力部を駆動するよ



第5図 極座標、直交座標の関係

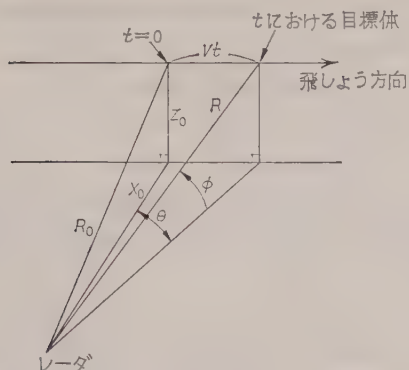


第6図 通常の極座軸レーダ



第7図 通常のレーダは本質的に独立な γ, θ, ϕ の追値系とみなせる

している。 γ, θ, ϕ は同一の電波の反射信号を処理して得られるものではあるが、サーボ的には本質的に独立の量であり、第7図のように表わせる。



第 8 図 目標体の飛しょう

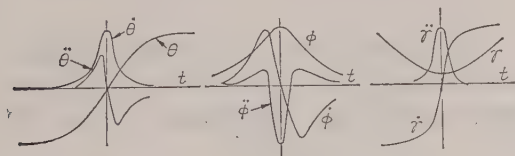
この系においては、たとえば地上に設置したレーダから直線飛しょう高速目標を追跡する場合第8図を参照して

$$\gamma = R_0 \sqrt{1 + \frac{V^2}{R_0^2} t^2} \quad (40)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V}{X_0} t \quad (41)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{Z_0/X_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{V}{X_0}\right)^2 t^2}} \quad (42)$$

(40)~(42) 式で表わしうような入力関数となり、グラフに表わせば第9図のようになる。⁽¹⁾



第 9 図 飛しょう体追尾レーダの角度、直距離などの時間的变化

このような入力関数は、高次微係数が刻々変化し、ある時間の値でテイラー展開するなどということが実情に適さないことは明らかである。したがって前章に述べたような記憶追尾はこのままでは適さない。またサーボ誤差も目標体が近くを通過するときには大きくなる。

(5・2) 直交座標方式による高速物体の追跡 航空機などの飛しょう体は強度上の制限があって、あまり大きい加速度を加えることができない。したがって高速であればあるほど直線運動に近くなり、直交座標で扱うに適するようになる。しかし追尾レーダでは機構上第6図のような構造にせざるをえず、前述のような

考え方を応用するとすれば γ, θ, ϕ の極座標から直交座標への変換が必要となる。これは3変数の場合であって (32) 式に相当するものは

$$\left. \begin{aligned} X &= \gamma \cos \theta \cos \phi \\ Y &= \gamma \sin \theta \cos \phi \\ Z &= \gamma \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

となる。

(33) 式に相当するものは

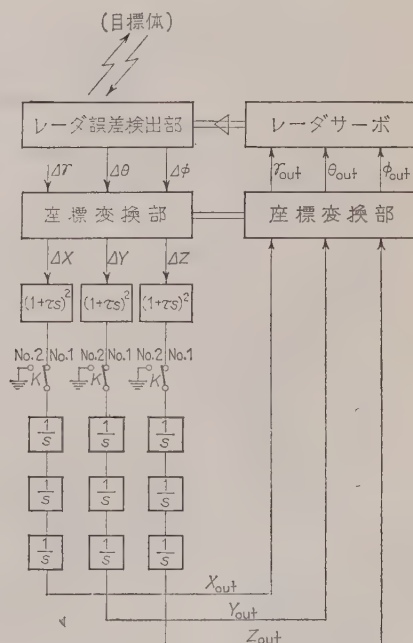
$$\left. \begin{aligned} \gamma &= \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2} \\ \theta &= \tan^{-1} \frac{Y}{X} \\ \phi &= \tan^{-1} \frac{Z}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \end{aligned} \right\} \quad (44)$$

(34) 式に相当するものは

$$\left. \begin{aligned} \Delta X &= \cos \theta \cos \phi \Delta \gamma - \gamma \sin \theta \cos \phi \Delta \theta \\ &\quad - \gamma \cos \theta \sin \phi \Delta \phi \\ \Delta Y &= \sin \theta \cos \phi \Delta \gamma + \gamma \cos \theta \cos \phi \Delta \theta \\ &\quad - \gamma \sin \theta \sin \phi \Delta \phi \\ \Delta Z &= \sin \phi \Delta \gamma + \gamma \cos \phi \Delta \phi \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

となる。

(43)~(45) 式のいずれの変換も計算用コンデンサ形リゾルバやシンクロリゾルバなどを用いる計算機で容



No.1 : 追尾の位置
No.2 : 記憶追尾の位置

第 10 図 直交座標方式による高速目標体の追跡

易に実現可能である。

さらに、2章のような記憶追尾の配慮をも行って系を構成すれば、第10図に示したような構成ができ上がる。第10図では2章において $n=3$ とした場合であって、二次微係数すなわち加速度までの記憶追尾が可能である。

またXYZ空間では、高速直線飛しょう体は

$$X = X_0 + V_x t \quad \dots\dots\dots (46)$$

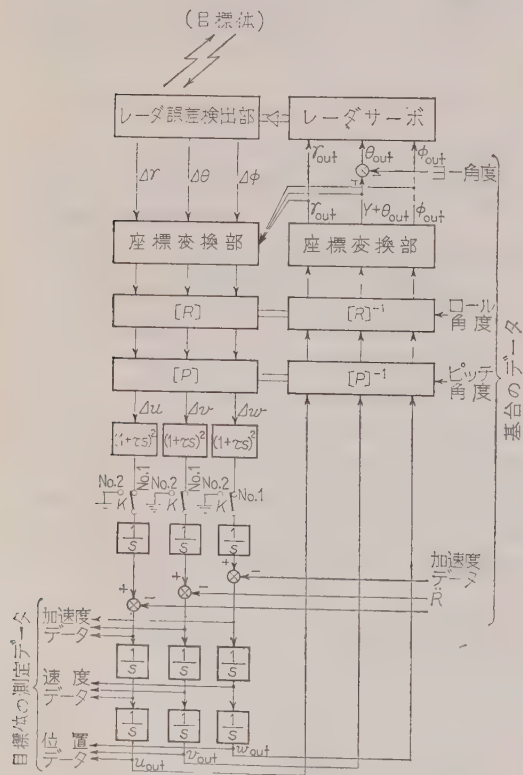
$$Y = Y_0 + V_y t \quad \dots\dots\dots (47)$$

$$Z = Z_0 + V_z t \quad \dots\dots\dots (48)$$

のような形で表わしうるから、極座標のときの(40)～(42)式にくらべ高次微係数が二次以上で零である点より、3章で述べた定常的誤差は小さく有利である。

(5.3) 運動体からの他物体の追跡 航空機や船舶など種々な運動体上にレーダを設置して、外界にある他の物体を追跡する場合がしばしばある。このようなとき自己の運動が逆に追跡をじゃますることが多く、誤差の原因となったり、記憶追尾が実施できないことが多い。2章～4章に述べたことがらを利用すると、この点が大幅に改善できる。

第11図には、このような場合に用いるべき方式の



第11図 基台の回転および直線運動を補正する追尾レーダ系

構成図の一例を示した。この図において $[R]$ 、 $[P]$ は、それぞれローリング、ピッチングにより生ずる座標の回転変換を行列で表示したものを略記したものであり、 $[R]^{-1}$ 、 $[P]^{-1}$ はそれぞれその逆変換を意味している。たとえば $[P]$ は下式のごとくである。

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos P & 0 & -\sin P \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin P & 0 & \cos P \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (49)$$

また、第11図では自己の変移運動をたとえば加速度で検知しうる場合は、それが有効に利用できることを例示している。

このようにしてロール角 R 、ピッチ角 P 、ヨーイング角 Y 、加速度 \ddot{X} 、 \ddot{Y} 、 \ddot{Z} など、自己の運動のデータが独立に測定できるときはこれらを利用して、外界の物体の追跡や測定が容易に実行できるうえ、記憶追尾も容易になり、サーボ誤差も減じうるのである。

6. システム構成の種々相

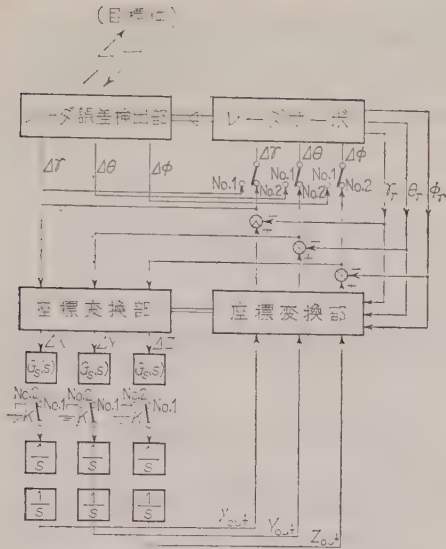
これまで述べてきたことがらを、一般的な概念として実際にあてはめるとき、種々の変形が可能である。そのことを簡単に二三の例をあげて説明しよう。

(6.1) シリーズ系 2章～4章に述べた概念をそのまま直ちに適用した第10図、第11図は、全系のループが大きいループとなり、 $1/s^{n+1}$ も、安定化要素 $G_s(s)$ も、変数変換の要素も全部がシリーズになっている。これをいま仮にシリーズ系と名づけることにする。

この系は、2章に述べたことがらそのままで理論どおりであるが、実用上安定化要素が作りにくいことや調整が困難であったり、故障率の大きいことが予想される。

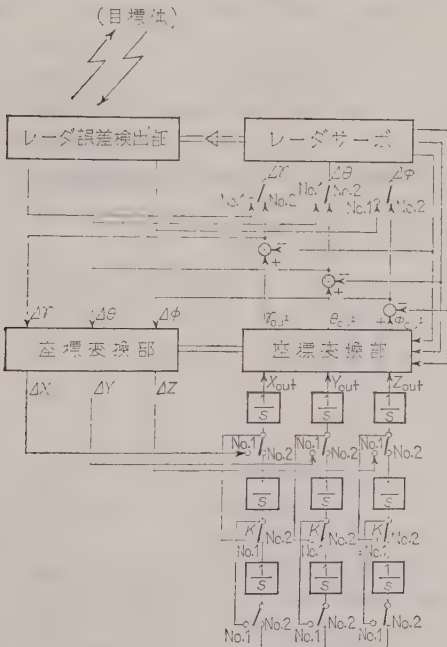
(6.2) シリーズパラレル系 レーダの場合など、座標変換の計算機と希望のサーボ特性を与える $G(s)$ を、正常の追跡の状態のときには本来のレーダ系とパラレルに動作させ、記憶追尾の必要なときにだけ2章で述べた方式に切り換えるように構成するほうが便利であることも予想される。これは特に、目標捕捉のような初期過渡現象の発生するような場合には特に便利であると予想され、(6.1)節のシリーズ系に最終的に移行するとしても、その前に本節のシリーズパラレル系を経過させて2段階に移行するほうが有利と予想される。その例を第12図に示した。

(6.3) 全パラレル系 2章の一般論を $n=1$ の場合に限り多段にパラレルに適用すると、第13図に例示したように全パラレルの系が構成できる。このように



No.1: 正常の追尾 計算機はシリーズ系であるがレーダとパラレルに動作する
No.2: 記憶追尾 計算機レーダがシリーズになる

第 12 図 シリーズパラレル系



No.1: 正常の追尾 計算機レーダととも全部パラレルに動作する
No.2: 記憶追尾 計算機レーダがシリーズに動作する

第 13 図 全パラレル系

すると正常の追尾動作のときには、各小ループは前段の出力値に追従の動作をしているが、記憶動作の必要ときは直ちに 2 章の条件をほぼ満たすこととなる。

この系の特色は、正常の追尾動作のときループが小さいので調整の容易なことから、故障の起きたときにそ

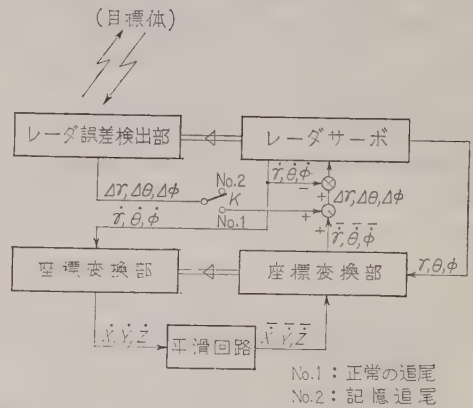
れが後段であるときには切り離して使用できるので、実際上信頼度が高いことである。また、各ループは $1/s$ 程度の要素であるので、安定化要素が多くの場合不要な利点を有するが、全部 1 形の系であるために、長時間にわたり高次の微係数の続く入力に対して、正常追尾時の誤差が大きくなる欠点を有する。

(6.4) レクティリニア・リジェネラティブ系 最後に、現在知られているコントラベス社のレクティリニア・リジェネラティブ系について、本論との関係を明らかにしよう。コントラベス社ではリジェネラティブ系を「測定値の微係数を直交座標内で平滑し、レーダに正帰還する」との物理的な考えを実現して第 14 図のように表わしうる構成で、記憶追尾やデータの平滑を行っている。しかしこれも本論で述べたような見方で解釈しうるのである。

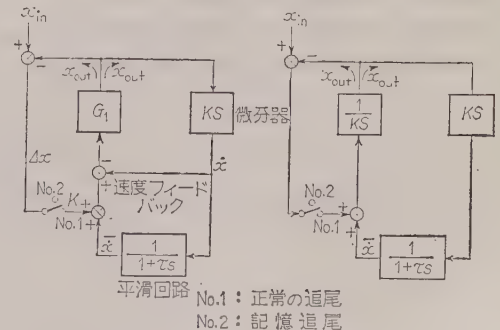
簡単のために第 15 図のように、一つの独立要素の場合を考える。

Ks なる負帰還回路をもつ G_1 なる関数の総合特性は

$$G_2 = \frac{G_1}{1 + KsG_1} \dots\dots\dots (50)$$



第 14 図 レクティリニア・リジェネラティブ系



第 15 図 一変数だけに簡略化したリジェネラティブ系の概念図

であり、 G_1 が充分大きい値となる s の範囲では、ほぼ $\frac{1}{Ks}$ となり、不完全ながら積分器となる。

次に Ks と $\frac{1}{1+\tau s}$ なる平滑回路を含む正帰還回路は (51) 式のようになる。

$$G_3 = \frac{G_2}{1 - G_2 \frac{1}{Ks \frac{1}{1+\tau s}}} = \frac{(1+\tau s)G_1}{(1+\tau s) + K\tau s^2 G_1} \approx \frac{1+\tau s}{K\tau s^2} \quad (51)$$

ただし、最後の近似等号は、 G_1 が充分大きいとの仮定のできる範囲に対するものである。

これは 2 章において $n=1$ とした場合に相当し、一次の記憶追尾動作が近似的に可能の場合として解釈しうるのである。

7. 結 言

以上で、ごく概略ではあるが、記憶追尾に関する一般的な考察と定常的誤差軽減の一般論および変数変換の利用についての考察を述べた。これらの概念を適当に利用すると、記憶特性やサーボ系の定常誤差の軽減など、種々の場合について便利な系が構成できると思う。一例として追尾レーダに適用する場合について述べたが、このほかにも種々の分野で同様の概念の用いられる場合があるのではないかと思う。

終りに、本研究にあたり機会と種々ご助力を下された榎本俊弥氏、津村隆氏、ならびに小田達太郎氏に深く感謝の意を表すものである。(昭和 35 年 12 月 15 日受付、同 36 年 5 月 9 日再受付)

文 献

- (1) Chestnut Mayer: Servo Mechanisms and Regulating System Design II, 46 (1955)

付 録

付録 1 (5) 式算出の手順をやや詳細に述べる。

(4) 式を t に関し $(n+1)$ 回積分を行うと

$$\sum_{i=0}^{n+1} a_i \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} x_{out} = \sum_{i=0}^m b_i \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x + \sum_{i=1}^{n+1} c_i \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \quad \text{.....(付 1)}$$

ただし、 c_i は積分定数であり初期条件により決まる。

$$c_i = \sum_{j=0}^{n+1} a_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 - \sum_{j=0}^m b_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \quad \text{.....(付 2)}$$

(付 1)、(付 2) 式を組み合わせると一部を書き直すと

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^n a_i \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} x_{out} + a_{n+1} x_{out} \\ &= \sum_{i=0}^m b_i \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x \\ &+ \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^{n+1} a_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \\ &- \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m b_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \quad \text{.....(付 3)} \end{aligned}$$

(付 3) 式の右边第 2 項はさらに次のように書き直さる。

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^{n+1} a_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \\ &= a_{n+1} \sum_{i=1}^{n+1} \left(\frac{d}{dt} \right)^{n+1-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \\ &+ \sum_{j=0}^n \sum_{i=1}^{n+1} a_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \end{aligned}$$

右边第 1 項だけ変数を $n+1-i=j$ とおき換えて

$$\begin{aligned} &= a_{n+1} \sum_{j=0}^n \left(\frac{d}{dt} \right)^j x_0 \frac{t^j}{j!} \\ &+ \sum_{j=0}^n \sum_{i=1}^{n+1} a_j \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \quad \text{.....(付 4)} \end{aligned}$$

(付 4) 式を用いて (付 3) 式より書き直すと

$$\begin{aligned} x_{out} &= \sum_{j=0}^n \left(\frac{d}{dt} \right)^j x_0 \frac{t^j}{j!} \\ &+ \sum_{j=0}^n \sum_{i=1}^{n+1} \frac{a_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \\ &- \sum_{i=0}^n \frac{a_i}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} x_{out} \\ &+ \sum_{i=0}^m \frac{b_i}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x \\ &- \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \\ &= \sum_{j=0}^n \left(\frac{d}{dt} \right)^j x_0 \frac{t^j}{j!} \\ &+ \sum_{k=0}^n \frac{a_k}{a_{n+1}} \left[\sum_{i=1}^{n+1} \left(\frac{d}{dt} \right)^{k-i} x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{d}{dt} \right)^{k-n-1} x_{out} \right] \\ &+ \sum_{i=0}^m \frac{b_i}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{i-n-1} \Delta x \\ &- \sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt} \right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \quad \text{.....(付 5)} \end{aligned}$$

(付 5) 式中の $\left(\frac{d}{dt}\right)^{k-n-1}$ は $(k-n-1) < 0$ であるから積分形に書き直したものが本文中の(5)式である。

付録 2 (12) 式の条件の出る手順をやや詳細に述べる。

$$\sum_{i=1}^{n+1} \sum_{j=0}^m \frac{b_j}{a_{n+1}} \left(\frac{d}{dt}\right)^{j-i} \Delta x_0 \frac{t^{n+1-i}}{(n+1-i)!} \dots\dots\dots (付 6)$$

(5) 式の中の (付 6) 式を考える。(i=1, ..., n+1), (j=0, ..., m) の組み合わせのうち j=0 のときだけ i のいかにかわからず (j-i) < 0 が成立する。そのときには (8) 式より

$$\left(\frac{d}{dt}\right)^{j-i} \Delta x_0 = 0$$

である。すなわち $b_j \neq 0$ であっても (付 6) 式は必ず零である。

これに反して $j > 0$ のときは $(j-i) \leq 0$ のものが必ずある。このときは $\left(\frac{d}{dt}\right)^{j-i} \Delta x_0$ が必ずしも零でないゆえ、 $b_j = 0$ でなければ (付 6) 式は零とはならない。結局、 b_j のうち零でないものが一つでもあるとの前提のもとで (付 6) 式が必ず零となるためには $b_j = 0$, $(j=1, \dots, m)$, $b_0 \neq 0$ となる。

付録 3 ここに述べた条件は、 u_i と x_i が、1 対 1 で関数関係となり、しかも変換による高次微係数の不連続性が伴わないために付したものである。一変

数の場合も同様である。

付録 4 (23), (34) 式についてやや詳しく述べる。

変数変換が (32) 式で行われるとき

$$u_i = f_i(x_j), \quad (i=1, \dots, N, j=1, \dots, N) \dots (32)$$

系の誤差量 Δu_i , Δx_j をおのおの次のように定義する。

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_i &= u_{i\text{in}} - u_{i\text{out}} \\ \Delta x_j &= x_{j\text{in}} - x_{j\text{out}} \end{aligned} \right\}$$

(32) 式を考慮しつつ Δu_i をさらに考察すると

$$\begin{aligned} \Delta u_i &= u_{i\text{in}} - u_{i\text{out}} = u_i(x_{i\text{in}}) - u_i(x_{i\text{out}}) \\ &= \sum_{j=1}^N \left[u_i(x_{j\text{out}} + \Delta x_j) - u_i(x_{j\text{out}}) \right] \\ &\approx \sum_{j=1}^N \frac{\partial u_i}{\partial x_j} \Delta x_j \dots\dots\dots (34) \end{aligned}$$

最後の等号の成立のためには、微分可能性と Δx_j が比較的小さい値であることが必要である。(23) 式は以上の推論の一変数の場合である。したがって負帰還サーボ系では、誤差値の小さいときには (23), (34) 式が利用できる。一方、誤差値が大きくなると $\frac{\partial u_i}{\partial x_j}$ の値があまり変化しない範囲で近似的にこれらが使用できる。このときには、全体の安定度がそこなわれない範囲での $\frac{\partial u_i}{\partial x_j}$ の変化は、負帰還ループの性質上収れん後の結果にはあまり大きい誤差を生じない。

正 誤

成瀬民也：高周波入力用磁気増幅器の方式とその応用例〔第 81 巻，第 5 冊，第 872 号，745 ページ掲載〕

ページ	行	誤	正
746	右 (1) 式中	$\frac{RCP_1+1}{2AP_1^2+BP_1}\varepsilon^{P_1t} +$	$\frac{RCP_1+1}{2AP_1^2+BP_1}\varepsilon^{P_1t} +$
754	第 25 図 (2) 写真中	全負荷復帰	無負荷復帰

UDC 338.984: 621.311.1: 620.92.003

電源開発計画の経済計算に関する理論 および方法*

資料・論文

36-101

正員 安 信 啓†

序 言

本文は電源開発計画の経済計算に関する理論および方法について述べたものであるが、その特長とも称すべきものの第一は、従来この種の論文の理論構成がおもに技術的観点から静態的になされているに反して、本文のそれは近代経済学的方法の延長として動態的に組み立てられているということであるが、内容的には本文においては年間の需用が経済成長に応じ、年とともに増大するという前提と、電力系統は全体としても、部分としても、技術的生産関数 (Engineering Production Function) をなしているという認識を重視していることである。第二の特長は、水火力併用における年間供給力の構成とその成長の機構に関する分析であるが、本文の価値計算法はこのような分析を前提しており、両者は切り離して取り扱うことはできない。第三の特長は、全体が日常の技術的目的に直ちに利用できるように実際的につくられているということである。

1. 結 論

(1.1) 前提条件 本文のおもなる前提条件を列举すれば次のとおりであるが、このほかの前提条件については、必要に応じてそのつど記述することにする。

(1) 本文で考察しようとする電力系統は水力および火力併用の大電力系統である。すなわち、数十ないし数百の水力発電所群および数個所以上の火力発電所が大電力送電網をもって連系されている電力系統である。

(2) 電力系統を構成する水力および火力発電所群は経済的運用を行うものとする。この経済的運用には、運転中の各火力発電所の毎時間についての短期的限界費用を均等にする。調整池式および貯水池式水力の運用によって、系統に投入される火力発電の出

力の減少を図ることなどによって運転経費 (燃料費を含む) を最小にしようとする運用が含まれる。

(3) 年間の需用は年とともに増大するものとしてゐる。この前提条件は本文の理論構成上特別重要な役割を演じてゐる。従来の他の論文の理論構成は需用一定という前提のもとで、静態的になされているのが普通であるが、本文では需用が年々増大するという前提のもとで動態的になされている。

(4) 金利、燃料価格、税金などの経済的条件は特にことわらない限り一定であるものとしている。

(5) 水力および火力の開発技術は特にことわらない限り、一定の水準を保つものとする。

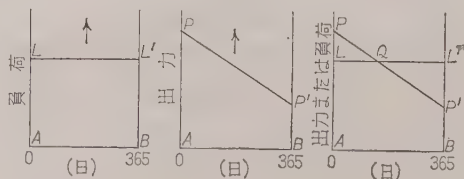
(6) 電気の供給条件、たとえば、電圧、周波数などは規定値に保つものとする。したがって当然これに必要な供給予備力は保有されるものとする。

(1.2) 需用 (負荷) および供給力 (出力) の表わし方

(1) 年間負荷および年間供給力 電源開発の経済計算は年間負荷、年間供給力、年間総価値、年間総費用などのように、1年間を単位として行うことが適当であると認められるので、需用 (負荷) および供給力 (出力) は1年間についてその全貌を模型的に表わす特殊な図面をもって表現することにする。ただし、かかる模型図は説明のために用いるのであって計算には用いない。

次に年間負荷は年間の Firm load および Non firm load に区別し、年間供給力は水力の年間出力および火力の年間出力に区別する。ただし、水力の年間出力の中には、簡単のため、火力以外の供給力、たとえば、他社受電および融通受電などを含める。

(a) 年間の Firm load 年間の Firm load は第1図に示すように、365日をベースとするグラフ上に



第 1 図

第 2 図

第 3 図

* Theory and Method in Regard to Economic Evaluation of Power Development Projects. By K. YASUNOBU, Member (Tokyo Electric Power Co., Inc.).

† 東京電力株式会社技術部調査役

直線 LL' をもって表わすものとする。そしてたとえば「年間の Firm load LL'/BA 」と記すことにする。この表わし方では左端の大きさ LA は豊水期の平均電力、またはピーク時電力、または深夜最低時電力を表わし、右端の大きさ $L'B$ は火力ピーク負荷期*の平均電力、またはピーク時電力、または深夜最低時電力を示すものとし、(2・3) 節に示すような第8図および第9図の日負荷曲線の模型図と合わせて立体的に考える必要がある。

なお、 LL' は実際には季節の変動があり、曲線で表わすことが適切であっても、模型図には直線で表わすものとする。また LL' に矢印を付したのは、この年間の Firm load が年々増大することを示すが、通例これは省略することにする。

(b) 水力の年間出力 水力の年間出力は第2図に示すように、365日をベースとするグラフ上に直線 PP' をもって表わすものとする。そしてたとえば「水力の年間出力 PP'/BA 」と記すことにする。この表わし方では、左端の大きさ PA は豊水時の平均電力、またはピーク時電力、または深夜最低時電力を表わし、右端の大きさ $P'B$ は火力ピーク負荷期の平均電力、またはピーク時電力、または深夜最低時電力を示すものとし、第8図および第9図の日発電曲線の模型図と合わせて立体的に考える必要がある。

なお、 PP' は実際には季節の変動があり、曲線で表わすことが適切であっても、模型的には直線で表わすものとする。また、 PP' に矢印を付したのはこの水力の年間出力が年々増大することを示すが、通例、これは省略することにする。

(c) 火力の年間出力(または年間負荷)ならびに「年間の Non firm load および余剰」 第1図と第2図を重ね合わせると第3図が得れる。本図の LL'/BA は年間の Firm load を表わし、 PP'/BA は水力の年間出力を表わすから、 QL/P' は供給力の不足分を表わすことになる。もし、この部分を火力をもって充足するとすれば、 QL/P' は火力の年間出力(または年間負荷)を表わすことになる。また、 RQL は年間の Firm load に対して供給力の過剰を表わすことになる。この部分は Non firm load として販売され、その残りは余剰として無効放流されるので、一括して、「Non firm load および余剰」と呼ぶことにする。

この表わし方では、火力の年間出力 QL/P' の L/P' の大きさは火力ピーク負荷期における火力の平均電力、またはピーク時電力、または深夜最低時電力を表

わし、Non firm load および余剰 PQL の PL' の大きさは豊水時における平均電力、またはピーク時電力または深夜最低時電力を示すものとし、いずれの場合も立体的に考える必要がある。

(2) 日負荷曲線および日発電曲線 日負荷曲線および日発電曲線の模型図は第8図および第9図に示すように、直線または折線をもって表わすものとし、日負荷曲線 ll'/ba とか、水力の PC (Peak component) $pp'/q'/q$ とか、火力部分 $rr'/p'/s'/s$ とか呼ぶことにする。なお第8図および第9図に関する説明は(2・3)節に示す。

(1・3) 年間の Firm load と「Non firm load および余剰」の関係 「Non firm load および余剰」は年間の Firm load と水力の年間出力の成長における相対的關係から発生するものである。

水力の年間出力は自流式を主とする開発では、第2図の $PA/P'B$ が漸増するような傾向となり、大貯水池を主とする開発では $PA/P'B$ が漸減するような傾向となるが、いずれの場合も $PA/P'A > 1$ となり、この成長率が年間の Firm load の成長率より大ならば Non firm load および余剰は漸増することとなり、この成長率が年間の Firm load の成長率より小ならば、Non firm load および余剰は漸減することとなる。

(1・4) 価値および費用 本節で述べようとする価値(Value)および費用(Cost)は費用および供給力と対応関係にあるので、これらと同様に、会計年度、もしくは歴年により、1年間の基準として表現することにする。

すでに述べたように、年間の Firm load は水力および火力により充足され、水力の残余の部分が Non firm load および余剰となる関係において成長が行われる場合には、年間 Firm load の総費用は水力の年間出力の総費用と火力の年間総費用の和から「Non firm load および余剰」の販売見込額を差引いた残りとなる。また増分の年間 Firm load の総費用は増加前後の水火力の総費用の差額から、増加前後の Non firm load および余剰の販売見込額の差額を差引いた残りとなる。

上記の関係においては、新設水力の年間出力は(新設および既設)火力の年間出力の一部と代替関係にある部分と Non firm load および余剰となる部分に分解され、その価値は前者によって節減される火力の費用と、後者の販売見込額の和をもってはかることが可能となる。特に年間の Firm load の成長率と水火力の年間出力の成長率の関係から、Non firm load および余剰が将来増大しない場合には、新設水力の年間出力は全部火力の年間出力の一部と代替する関係となる。し

* 火力ピーク負荷期とは火力の可能最大出力の所要量を最大にするような期間(たとえば12月)のことである。

たがって、新設水力の価値はそれによって節減される火力の費用だけをもって表わされることになる。

新設水力の価値を上記のように考えた場合、新設水力の費用はこれと対応する関係をもつことになる。新設水力の費用 (C) と価値 (V) の関係はものにたとえてみれば、水中に入れられた物体の自重 (W) とその物体によって排除された水の重さ (W') の関係に相当している。すなわち物体の立体的容積が水の一部と代替関係にあるように、新設水力の年間出力は火力の年間出力の一部と代替関係にあることになり、物体について比重 (W/W') の観念がつくられたように、新設水力について、価値あたり平均費用 (C/V) の観念がつくられることになる。

上記は新設水力の価値について述べたものであるが、かかる価値は新設水力についてだけ考えられるものでなく、既設水力についても既設火力についても考えられるものであり、同時に新設火力についても、新設火力相互の間に代替関係が存在するから、いずれか一方を基準とすれば、これを基準として他の火力の年間出力の価値がはかられることになる。

次に、上記の価値および費用は計算期間として会計年度（または暦年）を対象とするものと、長い年数間を対象とするものが考えられるが、本文では前の価値および費用をそれぞれ会計年度（または暦年）についての短期的価値および短期的費用と呼び、後の価値および費用を長い年数間についての長期的価値および長期的費用と呼ぶことにする。あるいは略して短期的価値および短期的費用、もしくは長期的価値および長期的費用と呼ぶことにする。

しかるとき、短期的価値と長期的価値、もしくは短期的費用と長期的費用の間には下式のような関係が存在する。

第1年度、第2年度……第*i*年度……第*n*年度についての短期的価値をそれぞれ V_{s1} , V_{s2} , …… V_{si} …… V_{sn} , 計算期間を n 年間とし、 n 年間の長期的価値を V_l とした場合

$$V_l = (\rho_1 V_{s1} + \rho_2 V_{s2} + \cdots + \rho_i V_{si} + \cdots + \rho_n V_{sn}) \gamma_n = \gamma_n \sum_{i=1}^n \rho_i V_{si} \cdots \cdots (1)$$

ただし、 ρ_i : 第*i*年度の現価係数、 γ_n : n 年間の資本回収係数

次に、上記と同様に第*i*年度の短期的費用を C_{si} とし、 n 年間の長期的費用を C_l とした場合

$$C_l = \gamma_n \sum_{i=1}^n \rho_i C_{si} \cdots \cdots (2)$$

が成立する。ただし、 ρ_i および γ_n は (1) 式と同じ

記号である。

(1.5) 計算価格による価値計算法 (近似的価値計算法) 本節では近似的価値計算方法として、「計算価格による価値計算法」を提案することにする。本法によれば、約3%以内の誤差で簡単に価値計算を行うことが可能である。

この方法は火力発電の費用が近似的に kW に比例する固定費と kWh に比例する可変費に分解されるのと同様に、新設火力の年間出力のうち、火力と代替する部分によって節減される火力の費用は kW に比例する新設火力の固定費と、kWh に比例する新設火力の可変費から合成されると考えるものである。この方法によれば、まず、新設水力の年間出力は kW および kWh に関する成分出力に分解し、各成分出力に新設火力を基準として求めた kW および kWh に関する計算価格 (Accounting price) をそれぞれ乗じた各項の総和として、当該水力の価値が求められることになる。

この方法は短期的価値および長期的価値の計算のいずれにも適用することが可能である。短期的価値の計算に適用する場合は、下記に述べる年間出力の分解から得られる各成分出力としてはある特定の年度を対象したものが用いられる。しかるに、長期的価値の計算に適用する場合は、計算期間とした長い年数間の各年度について、各成分出力が多少変動するので、前節の (1) 式および (2) 式と同様に均等化した成分出力を用いる必要がある。^{*}

(1) 年間出力の分解 まず、新設水力の年間出力は下記のように、成分出力に分解する必要がある。

(a) 火力固定費を節減させる kW (これを W_1 で表わす)

これはある水力地点をある規模で開発する場合、火力ピーク負荷期において、それにより節減されると認められる火力の kW のことで、有効最大電力と称することにする。

(b) 火力可変費を節減させる kWh (これを W_2 で表わす)

これは上記の水力により節減されると認められる火力の kWh のことで、有効電力量と称することにする。

(c) 火力可変費を節減させない kWh (これを W_3 で表わす)

^{*} ある成分出力 W_i ($i=1-4$) の均等化の式は $W_i = \gamma_n \sum_{j=1}^n \rho_j W_{ij}$ である。ただし W_{ij} は j 年度の W_i の大きさ、また γ_n および ρ_j はそれぞれ n 年間の資本回収係数および第 j 年度の現価係数を表わす。

これは新設水力の年間出力のうち、Non firm load および余剰となる部分のことであるが、全体の「Non firm load および余剰」が将来増大しない場合には零となる。

(d) 予備火力固定費を節減させる kW (これを W_4 で表わす)

年間を通じて無停止に近い一定の信頼性を保つためには、火力の場合は定期検査、小修理、および事故のためかなりの予備を必要とするが、これに反して、水力の場合はかかる予備の必要量が少ない。このような両者の差異は予備火力固定費を節減させる kW を計上することにより、信頼度を等しくしたベースで比較されなければならない。この項は簡単のため、(a)項に加える。

(2) 各成分出力の計算価格 下記の計算価格のうち、(a') および (b') は基準とする新設火力の費用を kW に比例する固定費と kWh に比例する可変費に分解して求め、(c') は「Non firm load および余剰」の kWh あたりの販売見込単価を用いる。また (d') は (a') と同一のものを用いてもさしつかえない。

(a') 節減される kW あたりの火力固定費 (これを p_1 で表わす) これを kW 価格と称することにする。

(b') 節減される kWh あたりの火力可変費 (これを p_2 で表わす) これを kWh 価格と称することにする。

(c') (c) の kWh あたりの販売見込単価 (これを p_3 で表わす)

(d') (d) の kW あたりの単価 (これを p_4 で表わす)。

(3) 近似的価値を求める公式 (1) および (2) が決まれば、短期的価値 (V_s)、もしくは長期的価値 (V_l) を求める近似式は下式のとおりととなる。

$$V_s(\text{or } V_l) = W_1 p_1 + W_2 p_2 + W_3 p_3 + W_4 p_4 \\ = \sum_{i=1}^4 W_i p_i \dots \dots \dots (3)$$

しかるに、 $p_1 = p_4$ にして、かつ $W_3 = 0$ の場合は (3) 式は下式のようになる。

$$V_s(\text{or } V_l) = W_1 p_1 + W_2 p_2 + W_4 p_4 \\ = \sum_{i=1}^n W_i p_i \dots \dots \dots (4)$$

(3) 式および (4) 式において、短期的価値 (V_s) を求めようとする場合の W_i はある特定年度の成分出力を用い、長期的価値を求めようとする場合の W_i は計算期間とした長い年数間の均等化成分出力を用いる必要があることはいうまでもない。

次に価値計算において、特に注意すべきことは原価比較の場所をたとえば、一次変電所入口、出口、または新設火力発電所出口というように一定し、その原価比較の場所にいたるまでの送電費および送電損を計算に入れる必要があるということである。

なお、(3) 式および (4) 式の精度をいっそう高めるためには、流込み式の場合はその一部が既設火力のたき減らしにまわること、また貯水池式および調整池式の場合は代替する新設火力の年負荷率が高いため、その水力の有効電力量以上の電力量が既設火力をたき減らしするなどの現象があるので、これらについて修正する必要がある。この修正値を α をもって表わせば (4) 式は次式のように書き換えられる。

$$V_s(\text{or } V_l) = (W_1 + W_4) p_1 + W_2 p_2 + \alpha \dots (5)$$

2. 水火力併用における年間供給力の構成とその成長の機構

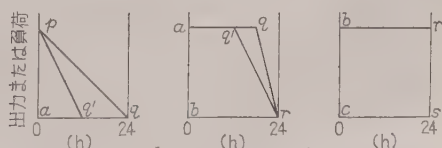
(2.1) 緒 言 水火力併用の理論を具体的に述べようとすれば、経済的運転を前提とした場合、電力システムの年間供給力もしくは年間負荷の構成とその成長の機構がいかなるものであるかを明らかにする必要がある。いいかえれば、この年間供給力もしくは年間負荷の構成とその成長の機構を明らかにして、初めて個別水火力の規模、水火力の組み合わせなどが具体的に決められることとなり、両者はあたかも車の両輪のように、切り離して考えることができない関係にある。

(2.2) 個別発電所の日発電曲線の基本形 年間供給力は合成日発電曲線 (または合成日負荷曲線) の 1 年間についての全体であるが、経済的運転を前提とすれば、合成日発電曲線を構成する個々の発電所の日発電曲線は第 4 図～第 6 図に示すような 3 種類の基本形に分解することができる。

(a) Peak component 第 4 図の pqa (または $pq'a$) のような形状のピーク部分を Peak component (または PC) と呼ぶ。

(b) Middle component 第 5 図の $aqrb$ (または $aq'rb$) のような形状の中間部分を Middle component (または MC) と呼ぶ。

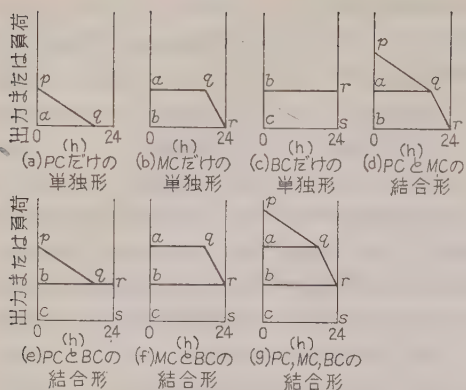
(c) Base component 第 6 図の $brsc$ のような形状の基底部分を Base component (または BC) と



第 4 図

第 5 図

第 6 図



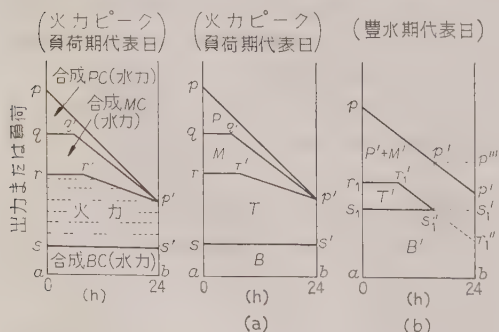
第 7 図

呼ぶ。

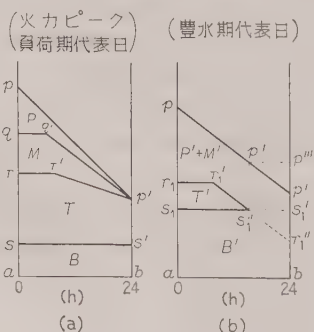
上述したところをいい換えれば、個々の発電所の日発電曲線はこれら 3 種類の基本形のいずれか、もしくはこれらを組み合わせた形状となるということが出来る。そのうちの代表的なものを示すと第 7 図のようである。

(2.3) 年間供給力の構成 個別水力発電所の日発電曲線が上記のように、3 種類の基本形 PC , MC , および BC に分解できるので、電力系統を構成する数十ないし数百の水力発電所について火力ピーク負荷期の日発電曲線を 3 要素に分解し、それぞれを合成すれば、第 8 図に模型的に示すように、合成 PC 曲線、合成 MC 曲線、および合成 BC 曲線が得られ、日負荷曲線の残余の部分は火力発電をもって充てんされることとなる。

第 8 図をいまいし詳しく説明すれば、合成 PC 曲線は大部分最近の大貯水池から構成され、これに調整池式水力の一部が参加することになる。合成 MC 曲線は使用水量をあまり大きく決めなかった昔の貯水池式と調整池式の一部から構成されている。また、合成 BC 曲線は上流に調整池のない水力と調整池式の一部



第 8 図



第 9 図

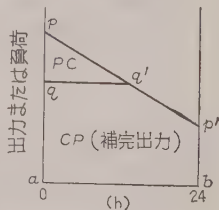
からなる。

また、火力の合成曲線の基底部分はおもに新設火力の BC だけから構成され、上積部分は旧式火力の MC もしくは PC から構成される。しかし、経済的運転を前提とした場合、水力の PC , および MC の伸縮性 [(4.3) 節の (a) 項参照] によって、火力が形態的に PC となる可能性は少ない。

以上は火力ピーク負荷期について論じたものであるが、火力ピーク負荷期以外の期間についても、個々の発電所の発電曲線が 3 要素に分解され、各要素はそれぞれ合成される点ではなんら火力ピーク負荷と異なることなく、かかる分析そのものも意味をもつわけであるが、上述したように、火力ピーク負荷期代表日について分解し、かつ合成した合成 PC , 合成 MC および合成 BC が、火力ピーク負荷期以外の期間にそれぞれ肥大すると考える見方をすると、年間供給力の構成がいっそう克明になる。第 9 図はかかる観点から描いたものである。すなわち (a) 図の P および M は (b) 図の $P'+M'$ のように肥大する。また、(a) 図の B は (b) 図の B' ように肥大する。これに対して、火力によって充足されるべき部分は (a) 図の T から (b) 図の T' と縮小される。この反面、 $P'+M'$ と B' の重複する部分は Non firm load および余剰となる。

(2.4) 年間供給力の成長の機構 年間供給力の構成を上記のように考えるとき、年間供給力の成長の機構は新設水力の日発電曲線を PC , MC および BC に分解し、それぞれをそれぞれの要素のうえに積み重ねることとなるが、このうち、今後の開発において、重要な役割を演ずる PC に注目して、いわゆる Balanced package を作れば、上記の積み重ねはこの Balanced package を次から次へと積み重ねる積み重ね方式となる。ここで Balanced package というのは第 10 図に示すとおり、個々の PC とその補完出力 Complementary power (以下略して CP と記す) の結合体のことである。すなわち、ある発電所の PC (pq') をもって qq' が ab に平行となるように充足しうる日負荷曲線 $pp'ba$ を描けば、この負荷曲線は必ず CP ($qq'p'ba$) をもって補完されなければならない関係を生ずる。

上述の説明では、第 10 図の PC はある発電所の PC としたが、これは必ずしも 1 個の発電所と限定する必要がなく、いくつかの発電所の合成 PC と考えてもさしつかえない。いずれの場合においても、補完出



第 10 図

力 CP は水力の MC および BC ならびに火力によって充足されなければならない性質を有している。また第10図に示す Balanced package は、火力ピーク負荷期以外の期間にはその形状および大きさが変貌することはいうまでもない。

年間供給力の成長の機構を Balanced package の積み重ね方式と考えるとき、成長の機構を示す模型図を火力ピーク負荷期代表日について描けば、第11図および第12図のごとくである。第11図および第12図において P 、 M および B は、それぞれ既設水力の PC 、 MC および BC を、 T は既設火力の合成曲線を、 P_1 、 P_2 および P_3 は計画第1年度、2年度、3年度の PC を、また C_1 、 C_2 および C_3 はそれぞれ P_1 、 P_2 および P_3 の補完出力を示す。

しかるとき、供給力の成長の機構は下記のとおりである。まず、第11図の(a)図は現在の供給力の構成を示すものとする。(b)図の計画第1年度の図面は1年間に供給力が $pp'ba$ から $p_1p_1'ba$ に、 $p_1p_1'p'$ だけ成長したことを示す。この増分 $p_1p_1'p'$ の PC が P_1 であるとするれば、増分 $p_1p_1'p'$ は PC の P_1 と CP の C_1 から構成される Balanced package をなし、形態的には、既設の供給力 $pp'ba$ の上に Balanced

package $p_1p_1'p'$ が積み重ねられたことと同じである。この図面を供給力の構成を表わす図面と同じような図面に書き直したものが第12図(b)である。この図面をみれば、新設の P_1 は既設の P と合わせて PC を構成し、新設の C_1 と既設の T と合わせた $T+C_1$ の部分は新設水力の MC および BC ならびに既設および新設火力をもって充てんされることを必要とする部分となる。

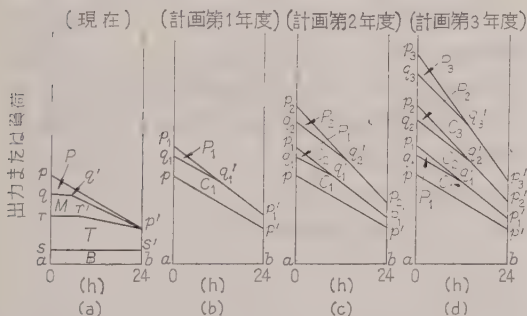
次に、第2年度および第3年度の状況は、それぞれ第11図および第12図の第2年度および第3年度の図面に示すとおりである。第11図では Balanced package $p_2p_2'p_1'p_1$ および $p_3p_3'p_2'p_2$ が年次的に積み重ねられており、これを書き直した第12図においては $T+C_1+C_2$ および $T+C_1+C_2+C_3$ をもって示す部分は第1年度の場合と同様に、新設水力の MC および BC ならびに既設および新設火力をもって充足されなければならない。

前にことわったように、第11図および第12図は火力ピーク負荷期代表日について模型的に示したものであるが、これらの図面は第9図で示したように、火力ピーク負荷期以外には異なった様相を示すことはいうまでもない。また、実際の図面はこれらの模型図と異なり、やや複雑となるが、供給力の成長の機構はこれらの模型図が示すところと本質的には異なるものではない。

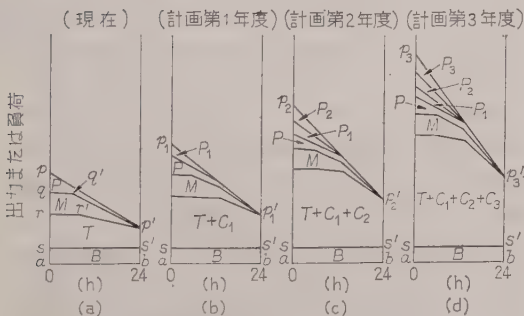
3. 水力開発計画案の選定法

(3.1) 緒言 通常、開発計画案はある水力候補地点について数案考えられるものであるが、この中から最良の計画案を選定する方法は次の二つの問題を含んでいる。第1の問題は各計画案についていかにして経済的規模を決定するかということであり、第2の問題はいくつかの計画案の中から、いかにして最良の案を選定するかということである。本文では、前の問題を水力発電所の最有利規模選定法、もしくは最適規模選定法と呼び、後の問題を最良案の選定法と呼ぶこととし、以下この二つの問題について述べることにする。

(3.2) 新設水力発電所の長期的総価値関数および長期的総費用関数 一河川に一発電所を開発する場合を考察するに、その水力発電所の長期的総価値および長期的総費用はダム、水路および発電所の位置を一定とした場合、最大使用水量およびダムの高さを変数とする関数となる。本文では両関数をそれぞれ長期的総価値関数および長期的総費用関数と呼び、最大使用水量およびダムの高さのような変数を技術的変



第11図 供給力の成長を示す模型図
(火力ピーク負荷期)



第12図 第11図を書き直した図面

数と呼ぶことにする。*

上記のような関数が成立する理由を説明すれば、下記のような場合、その水力発電所の年間出力は最大使用水量を変えても、また、ダムの高さを変えても変化するから、その水力発電所の年間出力は両者を変数とする関数となると考えられる。また、(1・4) 節で述べたとおり、新設水力の年間出力によって長期的総価値が決定するから、その新設水力の長期的総価値もまた、最大使用水量およびダムの高さを変数とする関数となり、長期的総価値関数が成立することになる。これと同時にこの水力発電所の建設費、運転維持費などは最大使用水量を変えても、またダムの高さを変えても変化するから、この水力発電所の建設費、運転維持費などは両者を変数とする関数となる。しかるに建設費が定まれば、金利および減価償却費が定まり、そのうえに、運転維持費、租税公課などが算定されれば長期的総費用が決まる。したがって、長期的総費用もまた最大使用水量およびダムの高さを変数とする関数となり、長期的総費用関数が成立する。

次に一河川に数個の発電所を開発する場合を考察するに、ある水力発電所の長期的総価値はその発電所だけでなく、上流および下流発電所のダム、水路、および発電所の位置を一定とした場合、単にその発電所の最大使用水量およびダムの高さだけでなく上流および下流発電所の最大使用水量およびダムの高さによっても変動する。したがって、その水力発電所の長期的総価値関数は、その水力発電所の最大使用水量およびダムの高さを技術的変数とするだけでなく、上流および下流発電所の最大使用水量およびダムの高さを技術的変数とすることになる。この理由は次のごとくである。上流発電所の最大使用水量およびダムの高さを変えれば、その前と後では、その発電所の時々刻々の使用水量は相違することとなり、その流量はある時間的遅れをもって下流発電所に到達することとなる。したがって下流発電所の出力は上流発電所の最大使用水量およびダムの高さの影響を受けることになる。これは当然下流発電所の年間出力および長期的総価値に変化を起させる。他方、上流発電所の時々刻々の使用水量は下流発電所の最大使用水量およびダムの高さによって制約を受ける。たとえば、下流発電所が逆調整池式であるかないかによって、上流発電所の運転方法は相違する。したがって、上流発電所の年間出力および長

期的総価値は下流発電所の最大使用水量およびダムの高さによって変化する。

これに反して長期的総費用は、その発電所の最大使用水量およびダムの高さを技術的変数とする関数であるだけであって、上流および下流発電所の最大使用水量およびダムの高さによって影響されない。

したがって、一般に一河川の n 個の発電所のうちの i 番目の発電所に対しては、これらの発電所のダム、水路および発電所の位置を一定とした場合、次の式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} V_i &= f_i(x_1, x_2 \cdots x_i \cdots x_n, y_1, y_2 \cdots y_i \cdots y_n) \\ C_i &= \phi_i(x_i, y_i) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 x_i および y_i はそれぞれ i 番目の発電所の最大使用水量 および ダムの高さを表わし、また、 V_i および C_i はそれぞれ i 番目の発電所の長期的総価値および長期的総費用を表わす。

(3・3) 最有利規模 (もしくは最適規模) および最良案の選定法 一河川にいくつかの発電所を総合的に開発する場合の最有利規模決定法は複雑であるので、まず簡単のため、一河川に一発電所を開発する場合、もしくは一河川に数個の発電所を開発する場合であるが、その発電所以外の発電所の計画がすでに決定している場合について説明し、その後で、この問題の実際の解法を簡単に述べることにする。

ここで述べようとする水力発電所の最有利規模とはこの水力発電所の長期的総価値関数および長期的総費用関数をそれぞれ $V=f(x, y)$ および $C=\phi(x, y)$ としたとき、 $V-C$ を最大とするような x (最大使用水量)、 y (ダムの高さ) の値 x_1, y_1 をさすが、かかる値 (x_1, y_1) が最有利規模を表わすゆえんは x もしくは y の値を x_1 もしくは y_1 より少しく大にするときの増分価値はその増分費用より小となり、不経済となるからで、反対に x もしくは y の値を x_1 もしくは y_1 より少しく小にするときの減少価値はその減少費用より大となり、価値の喪失が生ずるからである。

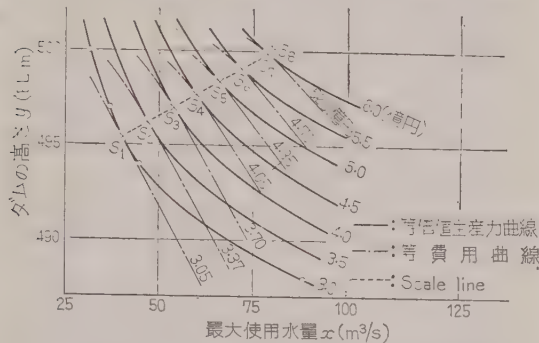
さて、 $V-C=f(x, y)-\phi(x, y)$ を最大にするような x および y の求め方としては、数式的解法と図式的解法の2方法が考えられる。しかし、これらの解法の前提となる長期的総価値関数 $f(x, y)$ および長期的総費用関数 $\phi(x, y)$ はグラフ上に x を横軸、 y を縦軸として描くことはきわめて容易であるが、これを数式的に表現することは不可能に近いくらい複雑になることが予想される。したがって、本文は前記2関数をグラフ上に書き表わして解く図式的解法をもって実際の解法として下記に述べるが、この方法によって求

* 長期的総価値関数および長期的総費用関数だけでなく、同様に短期的総価値関数および短期的総費用関数が成立する。また、かかる技術的生産関数は水力発電所だけでなく、火力発電所および送変電設備についても、電力系統全体についても成立する。

めた最有利規模は、理論上、 $V=f(x,y)$ および $C=\phi(x,y)$ を所与として、最適条件を下式によって求めた結果と一致する性質のものである。

$$\frac{f_x}{\phi_x} = \frac{f_y}{\phi_y} = \lambda \quad \dots\dots\dots (7)$$

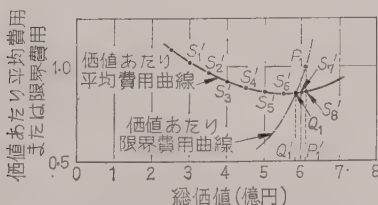
図式的解法 第 13 図は長期的総価値関数 $V=f(x,y)$ および長期的総費用関数 $C=\phi(x,y)$ をグラ



第 13 図 等価値生産力曲線、等費用曲線
および Scale line

フにしたものである。本図のいわゆる等価値生産力曲線は V の値をそれぞれ一定値、たとえば 3.0, 3.5, 4.0, ……、6.0 億円とした場合の x および y の関係を示した無差別曲線である。また、本図のいわゆる、等費用曲線は C の値を一定とした場合の x および y の関係を示した無差別曲線である。ただし、このときの C の値としては、上記等価値生産力曲線に接するような値とした。かかる接点の C の値は一定の V に対して極小値となっている。さて、 V の値をそれぞれ 3.0, 3.5, 4.0, ……、6.0 億円とした場合の等価値生産力曲線に対する上述のような等費用曲線の接点をそれぞれ $S_1, S_2, S_3, \dots, S_7$ とすれば、これらの接点はすべて前記の (7) 式を満足することになる。これらの接点を結ぶ曲線 $S_1, S_2, S_3, \dots, S_7$ は Scaleline と呼ぶ。

次に第 14 図は Scale line $S_1, S_2, S_3, \dots, S_7$ に対応する価値あたり平均費用曲線および価値あたり限界費用曲線を示したものである。特に価値あたり限界費用が 1.0 に等しくなる点は (7) 式の $\lambda=1$ となる場合



第 14 図 Scale line に対応する価値あたりの
平均費用曲線および限界費用曲線

に相当し、このときの x および y の値を x_1 および y_1 とすれば x_1 および y_1 は $V-C$ を最大にするものであるから、最有利規模を表わすことになる。しかし $\lambda=1$ となる場合に相当する点は第 14 図で P_1 点であり、第 13 図では S_8 である。この例の最有利規模は最大使用水量が 80.5 m³/s であり、ダムの高さが標高 500 m というように表現される。

なお、一河川にいくつかの発電所を総合的に開発する場合における各発電所の最有利規模は、(6)式について $i=1 \sim n$ とした n 個の数式に対して、限界生産力均等の法則を適用すればよいわけで、それは理論上 (8) 式の値を最大にするような、各発電所の最大使用水量およびダムの高さを捜し出すことと一致しているので、上記の値を最大にするような各発電所の最大使用水量およびダムの高さを分析的方法によって捜すようにすることが実際的方法である。

$$(V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n) - (C_1 + C_2$$

$$+ C_3 + \dots + C_n) = \sum_{i=1}^n (V_i - C_i) \quad \dots\dots (8)$$

次に、上記は各発電所のダム、水路および発電所を一定にした場合について述べたが、これらを変えた場合はいろいろの計画案が得られるが、これらの計画案の中から、最良の計画案を選定しようとする場合も、上記と同様に $(V \text{ の合計額}) - (C \text{ の合計額})$ を最大にすることによって目的を達成することができる。ただし、この場合、各計画案について最有利な最大使用水量およびダムの高さが決められ、それを前提として最良案が選定されることになる。

4. 水力発電所の建設順位決定法ならびに 水力および火力の最小費用結合法

(4.1) 緒言 水火併用によって年とともに増大する需用を長期間の総費用が最小となるように充足しようとする場合、個別水力地点の規模が決定したのち、解決を要する三つの問題がある。第一の問題は火力と並行的に水力を開発するという前提の下で、水力地点の建設順位を経済的に決定することであり、第二の問題は水力全体と火力全体の最小費用結合法であり、第三の問題は火力全体の内容をなす火力発電所群の最小費用結合法であるが、本稿では第三の問題は割愛する。第二および第三の問題は一次的には水力および火力設備の可分割性 (Divisibility) が前提とされ、最終的には一次的に決められたところを目安に、需用にあてはまるように、実際の設備を調整するものとする。ここで水力および火力設備の可分割性とは、水力設備の場合には kW あたりの建設費を変えないで、年

間出力の形状について相似形的に任意の大きさに分割しうることを意味し、火力設備の場合には kW あたりの建設費および熱効率は変えないで、ユニット容量だけ任意の大きさに分割しうることを意味する。

④・2) 水力発電所の開発順位選定法 水力地点の開発順位は基本的には“ $V-C$ /有効最大電力”の大きなものを優先順位とすることが適切である。なんとになれば、火力ピーク負荷期代表日負荷曲線のピークの kW は個別水力地点の有効最大電力の積み重ねとなり、この積み重ね部分について $\Sigma(V-C)$ が最大となるからである。 $\Sigma(V-C)$ が最大となることは、いいかえればこの部分を全部火力とした場合に対してほぼ $\Sigma(V-C)$ だけ総費用の低下が起り、これを最大にすることは長期間の費用を最小にすることを意味するからである。

いま一つの優先順位を決める簡便法として価値あたり平均費用 C/V の小なるものを優先順位とする案があるが、この方法は有効最大電力を分母とする年負荷率が大幅に相違しない地点については“ $V-C$ /有効最大電力”で定めた順位とほぼ一致するものである。しかし、流込み式と貯水池式の順位を決める場合のように、有効最大電力を分母とする年負荷率が大幅に相違する場合には、適当な方法とは認められない。

④・3) 水力および火力の最小費用結合法 水力地点の開発順位決定後に生ずる問題は、第二の問題である水力全体と火力全体の最小費用結合法であるが、水火力合成の長期間の総費用を最小にするような水火力の組み合わせは、水火力設備の可分割性を前提とすると、各年度の水火力の組み合わせを最小費用にすることによって達成されるので、水火力合成の長期間の総費用を最小にすることを目標とするという代わりに、各年間の水火力の組み合わせを最小費用にすることもよいことになる。本文では、これを水力および火力の最小費用結合法と呼ぶが、他の表現を用いれば、この問題は個々の水力発電所および火力発電所を需用増加に対応していつ開発すべきかの時期の考察に直接つながるものとなる。

水力および火力の最小費用結合は、水力の PC および MC の潜在化により決められる場合と、Non firm load および余剰の増加によって決められる場合があるが、前の場合は大貯水池式の多い最近の水火力併用方式による場合に相当し、後の場合はそれ以前の自流式の多い併用方式による場合に相当しているが、後の場合の最小費用結合は今後問題とならないので、本文では前の場合についてだけ説明する。

なお、水力および火力の最小費用結合はその時々

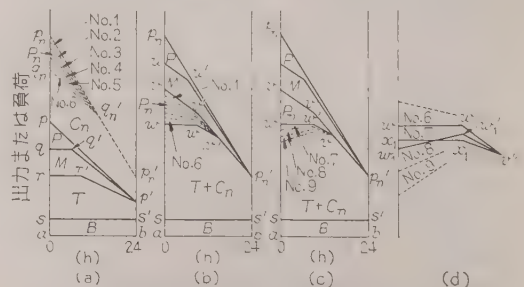
の経済条件、たとえば、金利、燃料などの変動によって左右されるが、これは年間供給力の成長の過程で、たとえば、金利が高くなれば、水力の占める割合を小さくし、反対に金利が安くなれば、水力の割合を大きくするというように、また、燃料価格が高くなれば、水力の占める割合を大きくし、反対に燃料価格が安くなれば水力の割合を小さくするというように、その時々々の経済条件に適応するように水火力比率を変えれば、目的を達することが可能である。

さて、水力および火力の最小費用結合が水力の PC および MC によって決められる場合について説明しようとするれば、まず、水力の PC および MC の伸縮性と潜在化について説明し、しかるのち、水力の PC および MC の潜在化による水火力の最小費用結合の求め方について述べるのが便宜である。

(a) 水力の PC および MC の伸縮性と潜在化

水力の PC および MC はその機械容量と調整池容量の限界内でその形状および大きさを自由に変わることができる。この性質を PC および MC の伸縮性と呼ぶことにすれば、この性質のために、水力の PC および MC は経済的運転を前提とした場合は毎日の運転経費を最小とするため、与えられた形状と大きさを持つ負荷曲線に適合するように、形態的にいろいろと変形することになる。この結果として、年間供給力の成長において、水力の PC および MC の火力に対する比率が大きすぎる場合には、水力の PC および MC の潜在化が生ずる。簡単のため、この現象を PC についてだけ説明すれば下記のとおりである。

第 15 図は火力ピーク負荷期代表日について PC の潜在化を説明するために描いたものである。(a) 図の $pp'ba$ の部分は現在の供給力を示し、 $pnpn'ba$ は n 年後の供給力が増大した場合の状況を示す。したがって $pnpn'p'p'$ の部分は n 年間の供給力の増分を示すこととなる。これはすでに述べたとおり、 PC の $pqnq'n'$ (これを P_n とする) と CP の $qnqn'p'n'p'p'$ (これを C_n とする) から構成されるが、 P_n はさらにいくつか



第 15 図 PC の潜在化の説明図

の個別地点の PC から構成されることになる。(a)図はこれが No. 1~No. 6 の 6 個の PC から構成される場合を示す。

次に、(b) 図は (a) 図の P_n, C_n, P, M, T, B の順を変えて、 $P, M, P_n, T+C_n, B$ の順に書き直したものである。(b) 図の P_n は 6 個の PC (No. 1~No. 6) からなっているが、さらに No. 7, No. 8, No. 9……の PC を追加したものが (c) 図であり、(c) 図の一部を拡大したものが (e) 図であるが、(c) 図および (e) 図において、No. 7 の PC の $ww'v''w_1'w_1$ を追加した場合はピーク時間に kW が過剰となり、オフピーク時間に kW が不足し、全体として均衡を失うことになる。この場合、経済的運転を前提とすれば、 PC の $ww'v''w_1'w_1$ は負荷曲線に適合するため、変形して MC の $ww'v''x_1'x_1$ となる。すなわち、ピーク時間の kW でいえば、 ww_1 であるものが縮少して wx_1 となり、 w_1x_1 だけ無効となる。本文では、かかる PC の変形から生ずる kW 縮少の現象を PC の潜在化と呼ぶ。もちろん、No. 7 の PC に続いて No. 8, No. 9……の PC を追加すれば、 PC の kW のうち無効となる部分の割合がますます大きくなるが、かかる潜在化した kW は年間負荷の増大につれて、やがて有効となる性質のものである。本文ではこのようにいったん潜在化した kW が有効となることを PC (もしくは MC) の顕在化と呼ぶ。

(b) PC および MC の潜在化による水火力の最小費用結合法 前述したとおり、水力の PC および MC を過多につくるときは PC および MC の潜在化が生じ、その潜在化の程度が一定の大きさに達すると水火力の最小費用結合が行われる。この場合は年間の Firm load のうち、ピーク部分を負担する水力の限界費用とそれに対応する火力の限界費用、すなわち、限界価値が均等となる場合であるので、水火力の最小費用結合は年間の Firm load のうち、ピーク部分を負担する水力の限界費用* とそれに対応する火力の限界費用、すなわち、限界価値**を均等にするによって達成されるということができる。

上記のことを簡単のため、前項と同様に MC を省略して、 PC だけであると仮定して説明すれば、下記のとおりである。

水火力の最小費用結合を行うためにはまず、各水力地点について、前章で述べた“ $V-C$ /有効最大電力”の大きな順(もしくは C/V の小さな順)により優先順位を決める。また、火力については、電力潮流その他の事情の許す範囲内で費用の小なる順に優先順位を決める。

次に、年々増加する年間の Firm load につき、形状

および大きさを想定して増加需用を含む全需用を火力だけで供給する計画を考える。いいかえれば、長期計画の各年度について増加需用を火力だけで供給する計画ができるわけであるが、これを計画第 1 年度より順次各年度について、ピーク水力で火力を置き換えてゆき、それぞれの年度について、最後に追加する水力の経費(これが*印の水力の限界費用に相当する)とその水力によって置き換えられる火力の経費(これが**印の水力の限界価値に相当する)が等しくなる水火力の組み合わせとなる。この組み合わせはちょうど、最後に追加するピーク水力について、ピーク潜在化の程度が一定の大きさに達したところに相当するから、水火力の最小費用結合はピーク潜在化の程度が一定の大きさに達したところを水力開発の限度とし、あとは火力で充足することによっておおむね達成される。各年度について水火力の最小費用結合が達成されるということは、いいかえれば、水力および火力に対して、各年度の最小費用結合はその年度の総費用を最小にするように決めるのであるが、水火力地点が“ $V-C$ /有効最大電力”の大きな順、もしくは C/V の小さな順に決められているので、このように求めた水火力の組み合わせ、すなわち、開発時期は当該電力系統の長期間の総費用を最小にすることは明らかである。

上述のことは水力および火力設備の可分割性を仮定した場合であるが、実際の設備は一定の大きさをもっているため、可分割性を前提して求めた水火力の組み合わせを目安にして、需用にあてはめるように調整することが必要である。

結 言

序言で述べたように、本文は年間の需用が経済成長に応じて、年とともに増大するという前提と、電力系統は全体としても、部分としても技術的生産関数をなしているという認識を重視して、近代経済学の分析方法によって動態的に組み立てたものである。本文の方法は従来難解とされた題名の問題に対して一つの解答となると確信されるのであるが、同時にこの方法は本文で取り扱った問題のほか、送電、変電、配電などの設備計画ならびに送変電網の形成などの諸問題を解くうえの有力なかぎとなると感じるため、これに対しておおかたの関心がよせられることを期待したい。

なお、本文の研究にあたっては、長い年数の間、諸先生ならびに諸賢のご指導とご協力をいただいたものである。しかし、あまり広範囲にわたるので、ご尊名を記すことは割愛するが、ここに深く感謝の意を表したい。(昭和 36 年 3 月 6 日受付、同 5 月 11 日再受付)

UDC 621.314.25:621.335.2.025.1

誘導相数変換機の交流電気機関車への応用*

資料・論文

36-102

正員 大野寛孝† 正員 八木 勝†

1. ま え が き

最近、国鉄においては交流電化が急速に進み、東海道新幹線⁽¹⁾も 25 kV の交流で運転されることになっている。この交流き電方式は従来の直流き電方式にくらべ幾多の利点がある代わり、電気機関車の補機回路に種々な問題も提起した。

すなわち、昭和 32 年に初めて仙山線の仙台一作並間が交流電化されて以来、北陸線、東北線とつぎつぎに交流化された。機関車駆動の主電動機は水銀整流器による直流で運転され、冷却用送風機、ポンプおよび空気圧縮機などの補機群は三相交流で運転された。このため単相の架線電源から三相を得るのに相数変換機が主変圧器の三次巻線に結ばれて補機回路への所要電力を供給する方式がとられた。これら補機群の電力消費量は機関車全体の 10% をこすにいたり、予想される電圧不平衡率が補機の効率やトルク特性ならびにしゃ断、再閉路特性におよぼす影響は解決を急がれた。

このため、いままでに仙山線、北陸線、東北線などで国鉄と各メーカーが種々な実測を行い検討を続けてきた。

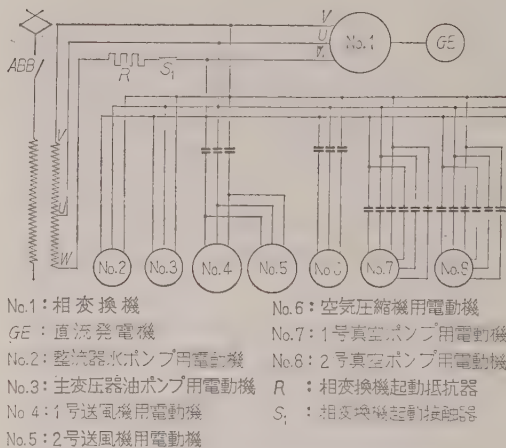
筆者らはこれらの実測結果の一部を電気学会支部連合大会⁽²⁾などで速報してきたが、今回いままでの諸測定を系統的に整理し考察を加えた。すなわち、(a) 電圧不平衡率、(b) 起動トルク、(c) しゃ断、再閉路、(d) 架線電圧降下時特性などについて理論的考察と測定結果への検討を加えた。また誘導相数変換機の仕様、構造ならびに補機回路方式も記した。

2. 補機回路の仕様

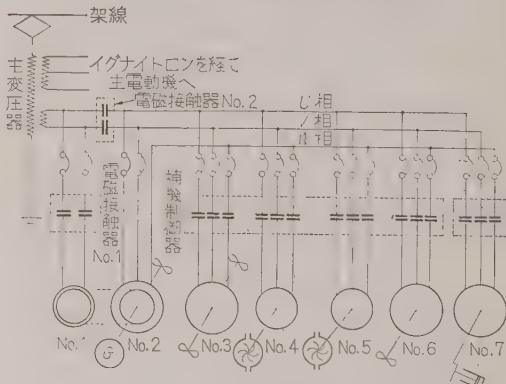
補機回路の結線図はインド国鉄向け（以後 IR 形と呼ぶ）機関車を第 1 図に、ED 7019 号機関車（北陸線）を第 2 図に示す。また補機の仕様一覧を第 1 表、第 2 表に記した。IR 形には専用の相数変換機が使用されているが、ED 70 形では冷却用送風機に機械的出力を負う電動機と、電氣的出力を負う相数変換機との 1 つの作用を同時に行わせている。

* A Phase Converter for an AC Electric Locomotive. By H. OHNO, Member & M. YAGI, Member (Mitsubishi Electric Mfg. Co., Ltd.).

† 三菱電機株式会社



第 1 図 インド向け機関車補機接続図



第 2 図 ED 7019 号補機接続図

第 1 表 補機回転機仕様一覧表（インド向け）

機番 (No.)	用 途	形 式	出 力	極 数
1	相 変 換 機	開 放	150 kVA	4
2	整流器冷却水ポンプ用	閉 鎖	2.2 kW	"
3	主変圧器冷却油ポンプ用	全 閉	7.5 kW	"
4	主機冷却送風機用	開 放	37 kW	"
5	"	"	"	"
6	空気圧縮機用	閉 鎖	8.2 kW	2
7	真空ポンプ用	"	8.2/3.7 kW	2/4
8	"	"	"	"

注: (1) 相変換機 入力: 単相 400 V, 50 c/s, 450 A, 出力: 三相 400 V, 50 c/s, 215 A, (2) No. 1, 2, 3 三菱製, No. 4, 5 東芝製, No. 6, 7 エリコン製

第 2 表 回転機仕様一覧表 (ED 7019)

(400 V, 50/60 c/s)

機 番 (No.)	用 途	相 数	形 式	出 力		極 数	お く 番 号	定 格	重 量	備 考
				kW	HP					
1	No. 2 機 起動用	単 相	SC-A	7.5	10	4	1,625	30 min	154 kg (連心カス ッパ付)	起動用電解コンデンサ 320 μ F (120 kg)
2	主変圧器冷却送風機用 (制御用直流発電機 1.6 kW 直結)	三 相	MK-0	13.5	18	"	670	連 続	925	FOM-45 形送風機 風量 120 m ³ /min 風圧 150 mmHg
3	主電動機冷却送風機用	"	MK-0	30	40	"	480	"	360	FOM-45 形送風機 風量 140 \times 2 m ³ /min 風圧 200 mmHg
4	主変圧器冷却油ポンプ	"	MK-TE	2.2	3	6	特 200	"	183 (ポンプ付)	流量 0.6 l/min 揚程 2.75 m
5	イグナイトロン 冷却水ポンプ用	"	SB-A	"	"	4	1,314	"	48	揚水量 0.24 l/min 揚程 2.1 m
6	イグナイトロン再冷器 冷却送風機用	"	MK-0	26	35	"	470	"	295	FOL-40 形送風機 風量 220 m ³ /min 風圧 150 mmHg
7	制動用空気圧縮機用	"	MK-TE	15	20	"	480	30 min	311	C 3000 形空気圧縮機 吐出量 2,954 l/min 圧力 6.5 \sim 8 kg/cm ²

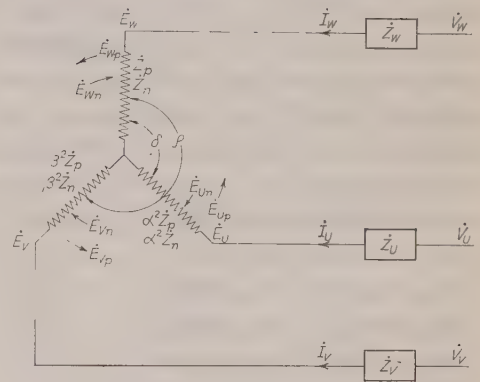
起動方法をまず IR 形について述べる。変換機に起動抵抗器をつなぎ、パンタグラフを上げてから主回路の ABB を投入すれば変換機は起動し、同時に油ポンプと水ポンプ用電動機も起動する。変換機は起動開始後 5 s で限時継電器が動作して W 相の起動抵抗器を開放して単相の正常運転にはいる。その後送風機 2 台は専用開閉器により同時運転され、空気圧縮機は圧力スイッチの動作で間欠運転し、真空ポンプは常時低速で、ブレーキを使用するときは高速運転する。

ED 7019 号⁽³⁾では架線電圧 20 kV (50 および 60 c/s) が主変圧器の三次巻線で 400 V (単相) に下げられ補機群を駆動する。すなわち第 2 図の No. 1 の起動用単相誘導電動機で No. 2 の主変圧器冷却用送風機を機械的に起動させ、No. 2 機の起動が完了すると No. 1 機が電源から切り離され、これと同時に電磁接触器 No. 2 が投入されて No. 2 機は単相運転にはいる。この No. 2 機の相数変換作用で W 相電流が No. 3 機以後の三相誘導電動機群に送られ、ドラムスイッチにより所定の間隔をおいて各機は順次に起動してゆく。

3. 相数変換の理論

(3・1) 基礎式の誘導と相数変換の理論 いま、第 3 図のような結線の三相不平衡誘導機について理論的解析をしてみる。この誘導機の固定子各相すなわち U 相、V 相、W 相の巻線は任意の巻数と任意の位相差をもつものであって、それらの関係は次のように考えられる。

各相巻線のうち W 相を基準にして U 相、V 相との位相差を図のように δ, ρ とし、また巻数をそれぞれ $n, \alpha n, \beta n$ とする。この誘導機の回転子の各相は平衡しているものとする。



第 3 図 三相不平衡誘導機接続図

各相巻線に電流が流れるとこの誘導機には不平衡磁界が発生し、回転子の回転方向と同一方向に回転する正相磁界と、逆方向に回転する逆相磁界に分けられる。これらの回転磁界によって回転子各相に発生する起電力は W 相、U 相、V 相の正相分、逆相分がそれぞれ $\dot{E}_{WP}, \dot{E}_{WN}, \dot{E}_{UP}, \dot{E}_{UN}, \dot{E}_{VP}, \dot{E}_{VN}$ となる。

したがって W 相が U 相および V 相からの変圧器作用による起電力も合わせての合成起電力 \dot{E}_W は

$$\begin{aligned} \dot{E}_W = & (\dot{E}_{WP} + \dot{E}_{WN}) + \left(\frac{1}{\alpha} \dot{E}_{UP} \varepsilon^{j\theta} + \frac{1}{\alpha} \dot{E}_{UN} \varepsilon^{-j\theta} \right) \\ & + \left(\frac{1}{\beta} \dot{E}_{VP} \varepsilon^{j\rho} + \frac{1}{\beta} \dot{E}_{VN} \varepsilon^{-j\rho} \right) \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

同様にして \dot{E}_U, \dot{E}_V は

$$\begin{aligned} \dot{E}_U = & (\dot{E}_{UP} + \dot{E}_{UN}) + \left(\frac{\alpha}{\beta} \dot{E}_{VP} \varepsilon^{j(\rho-\delta)} \right. \\ & \left. + \frac{\alpha}{\beta} \dot{E}_{VN} \varepsilon^{-j(\rho-\delta)} \right) + (\alpha \dot{E}_{WP} \varepsilon^{-j\theta} + \alpha \dot{E}_{WN} \varepsilon^{j\theta}) \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

$$\dot{E}_V = (\dot{E}_{VP} + \dot{E}_{VN}) + (\beta \dot{E}_{WP} \varepsilon^{-j\rho} + \beta \dot{E}_{WN} \varepsilon^{j\rho})$$

$$+ \left(\frac{\beta}{\alpha} \dot{E}_{UP} \varepsilon^{-j(\rho-\delta)} + \frac{\beta}{\alpha} \dot{E}_{UN} \varepsilon^{j(\rho-\delta)} \right) \dots\dots\dots (3)$$

となる。

次に各相に流入する電流を $\dot{I}_W, \dot{I}_U, \dot{I}_V$ とし、 W 相一相に関する正相、逆相インピーダンスの一次換算値を \dot{Z}_P, \dot{Z}_N とし、 W 相巻線の一相の二次抵抗を r_1 、二次リアクタンスを x_1 、励磁リアクタンスを x_m 、電動機（各相のインピーダンスをそれぞれ独立した電動機とみなす）のすべりを s とすれば

$$\dot{Z}_P = 1 / \left\{ \frac{1}{jx_m} + \frac{1}{(r_1/s) + jx_1} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

$$\dot{Z}_N = 1 / \left[\frac{1}{jx_m} + \frac{1}{\{r_1/(2-s)\} + jx_1} \right] \dots\dots (5)$$

となる。ここでいうすべり s は普通の誘導電動機の場合と異なり電気的負荷と、変換機の軸から直接取り出される機械的負荷の両方から決められる。すなわち電気負荷に相当する速度-トルク曲線を求め、次に機械的負荷の速度-トルク曲線を描き、両者の交わる点のすべりが所定の s となる。

また回転子に誘起される各起電力は、これらのインピーダンスにて消費される。したがって

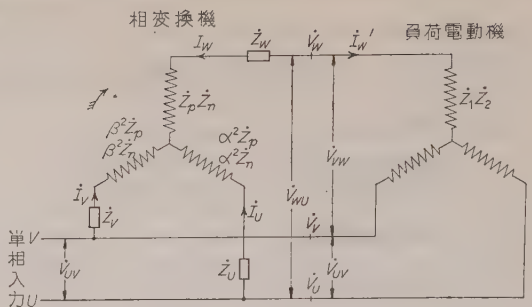
$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{WP} &= \dot{I}_W \dot{Z}_P, & \dot{E}_{WN} &= \dot{I}_W \dot{Z}_N \\ \dot{E}_{UP} &= \alpha^2 \dot{I}_U \dot{Z}_P, & \dot{E}_{UN} &= \alpha^2 \dot{I}_U \dot{Z}_N \\ \dot{E}_{VP} &= \beta^2 \dot{I}_V \dot{Z}_P, & \dot{E}_{VN} &= \beta^2 \dot{I}_V \dot{Z}_N \end{aligned} \right\} \dots\dots (6)$$

(1)~(3) 式および (6) 式より

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_W &= \dot{I}_W (\dot{Z}_P + \dot{Z}_N) + \alpha \dot{I}_U (\dot{Z}_P \varepsilon^{j\delta} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j\delta}) \\ &\quad + \beta \dot{I}_V (\dot{Z}_P \varepsilon^{j\rho} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j\rho}) \\ \dot{E}_U &= \alpha \dot{I}_W (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j\delta} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j\delta}) + \alpha^2 \dot{I}_U (\dot{Z}_P + \dot{Z}_N) \\ &\quad + \alpha \beta \dot{I}_V (\dot{Z}_P \varepsilon^{j(\rho-\delta)} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \\ \dot{E}_V &= \beta \dot{I}_W (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j\rho} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j\rho}) \\ &\quad + \alpha \beta \dot{I}_U (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j(\rho-\delta)} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \\ &\quad + \beta^2 \dot{I}_V (\dot{Z}_P + \dot{Z}_N) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

各相巻線の一次インピーダンスを $\dot{Z}_W, \dot{Z}_U, \dot{Z}_V$ とすれば、第3図からもわかるように外部そう入インピーダンスとみなされるから、端子での電位を $\dot{V}_W, \dot{V}_U, \dot{V}_V$ とすれば

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_W &= \dot{E}_W + \dot{I}_W \dot{Z}_W = \dot{I}_W (\dot{Z}_W + \dot{Z}_P + \dot{Z}_N) \\ &\quad + \alpha \dot{I}_U (\dot{Z}_P \varepsilon^{j\delta} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j\delta}) \\ &\quad + \beta \dot{I}_V (\dot{Z}_P \varepsilon^{j\rho} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j\rho}) \\ \dot{V}_U &= \alpha \dot{I}_W (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j\delta} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j\delta}) + \dot{I}_U \{ \dot{Z}_U + \alpha^2 (\dot{Z}_P \\ &\quad + \dot{Z}_N) \} + \alpha \beta \dot{I}_V (\dot{Z}_P \varepsilon^{j(\rho-\delta)} + \dot{Z}_N \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \\ \dot{V}_V &= \beta \dot{I}_W (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j\rho} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j\rho}) \end{aligned} \right\}$$



第4図 相数変換機回路接続図

$$\begin{aligned} &+ \alpha \beta \dot{I}_U (\dot{Z}_P \varepsilon^{-j(\rho-\delta)} + \dot{Z}_N \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \\ &+ \dot{I}_V \{ \dot{Z}_V + \beta^2 (\dot{Z}_P + \dot{Z}_N) \} \end{aligned} \dots\dots\dots (8)$$

また中性点が接地されていないから

$$\dot{I}_U + \dot{I}_V + \dot{I}_W = 0 \dots\dots\dots (9)$$

かくて (8), (9) 式が不平衡三相誘導機の電圧と電流を与える基礎式で、相数変換機の理論もこれから導かれる。すなわち第4図の回路図を考えてみる。出力回路の零相、正相、逆相の各電圧を $\dot{V}_0, \dot{V}_P, \dot{V}_N$ とし、負荷電動機の正相、逆相インピーダンスを \dot{Z}_1, \dot{Z}_2 とすれば

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= \frac{1}{3} (\dot{V}_W + \dot{V}_U + \dot{V}_V) = \frac{1}{3} \{ \dot{I}_W \{ \dot{Z}_W + \dot{Z}_P \\ &\quad \times (1 + \alpha \varepsilon^{-j\delta} + \beta \varepsilon^{-j\rho}) + \dot{Z}_N (1 + \alpha \varepsilon^{j\delta} \\ &\quad + \beta \varepsilon^{j\rho}) \} + \dot{I}_U \{ \dot{Z}_U + \dot{Z}_P (\alpha^2 + \alpha \varepsilon^{j\delta} \\ &\quad + \alpha \beta \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) + \dot{Z}_N (\alpha^2 + \alpha \varepsilon^{-j\delta} \\ &\quad + \alpha \beta \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \} + \dot{I}_V \{ \dot{Z}_V + \dot{Z}_P (\beta^2 + \beta \varepsilon^{j\rho} \\ &\quad + \alpha \beta \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) + \dot{Z}_N (\beta^2 + \beta \varepsilon^{-j\rho} \\ &\quad + \alpha \beta \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \} \} \\ \dot{V}_P &= \frac{1}{3} (\dot{V}_W + \alpha \dot{V}_U + \alpha^2 \dot{V}_V) = \frac{1}{3} \{ \dot{I}_W \{ \dot{Z}_W \\ &\quad + \dot{Z}_P (1 + \alpha \alpha \varepsilon^{-j\delta} + \beta \alpha^2 \varepsilon^{-j\rho}) + \dot{Z}_N \\ &\quad \times (1 + \alpha \alpha \varepsilon^{j\delta} + \beta \alpha^2 \varepsilon^{j\rho}) \} + \dot{I}_U \{ \alpha^2 \dot{Z}_U \\ &\quad + \dot{Z}_P (\alpha^2 \alpha + \alpha \varepsilon^{j\delta} + \alpha \beta \alpha^2 \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\alpha^2 \alpha + \alpha \varepsilon^{-j\delta} + \alpha \beta \alpha^2 \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \} \\ &\quad + \dot{I}_V \{ \alpha^2 \dot{Z}_V + \dot{Z}_P (\beta^2 \alpha^2 + \beta \varepsilon^{j\rho} + \alpha \beta \alpha \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\beta^2 \alpha^2 + \beta \varepsilon^{-j\rho} + \alpha \beta \alpha \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \} \} \\ \dot{V}_N &= \frac{1}{3} (\dot{V}_W + \alpha^2 \dot{V}_U + \alpha \dot{V}_V) = \frac{1}{3} \{ \dot{I}_W \{ \dot{Z}_W \\ &\quad + \dot{Z}_P (1 + \alpha \alpha^2 \varepsilon^{-j\delta} + \beta \alpha^2 \varepsilon^{-j\rho}) + \dot{Z}_N \\ &\quad \times (1 + \alpha \alpha^2 \varepsilon^{j\delta} + \beta \alpha^2 \varepsilon^{j\rho}) \} + \dot{I}_U \{ \alpha^2 \dot{Z}_U \\ &\quad + \dot{Z}_P (\alpha^2 \alpha^2 + \alpha \varepsilon^{j\delta} + \alpha \beta \alpha \varepsilon^{-j(\rho-\delta)}) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\alpha^2 \alpha^2 + \alpha \varepsilon^{-j\delta} + \alpha \beta \alpha \varepsilon^{j(\rho-\delta)}) \} \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} & + \dot{I}_V \{ a \dot{Z}_V + \dot{Z}_P (\beta^2 a + \beta \varepsilon j \rho + \alpha \beta a^2 \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ & + \dot{Z}_N (\beta^2 a + \beta \varepsilon - j \rho + \alpha \beta a^2 \varepsilon - j (\rho - \delta)) \} \} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

ここに、 $a = -1/2 + j\sqrt{3}/2$, $a^2 = -1/2 - j\sqrt{3}/2$ なる対称座標法におけるベクトルオペレータを示す。

また (8) 式より単相入力電圧 \dot{V}_{UV} は

$$\begin{aligned} \dot{V}_{UV} = \dot{V}_U - \dot{V}_V = \dot{I}_W \{ \dot{Z}_P (\alpha \varepsilon - j \delta - \beta \varepsilon - j \rho) \\ + \dot{Z}_N (\alpha \varepsilon j \delta - \beta \varepsilon j \rho) \} + \dot{I}_U \{ \dot{Z}_U + \dot{Z}_P (\alpha^2 \\ - \alpha \beta \varepsilon - j (\rho - \delta)) + \dot{Z}_N (\alpha^2 - \alpha \beta \varepsilon j (\rho - \delta)) \} \\ + \dot{I}_V \{ -\dot{Z}_V - \dot{Z}_P (\beta^2 - \alpha \beta \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ - \dot{Z}_N (\beta^2 - \alpha \beta \varepsilon - j (\rho - \delta)) \} \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

また相数変換機の中性点はアースに対して浮いているから零相分電流は流れない。したがって、(10) 式で \dot{V}_0 は考える必要がなく (9), (10) 式より \dot{I}_V を消去すると

$$\begin{aligned} 3 \dot{V}_P = \dot{I}_W N + \dot{I}_U P \\ 3 \dot{V}_N = \dot{I}_W \dot{R} + \dot{I}_U \dot{S} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\dot{V}_{UV} = \dot{I}_U M + \dot{I}_W \dot{Q} \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここに

$$\begin{aligned} \dot{M} &= (\dot{Z}_U + \dot{Z}_V) + (\dot{Z}_P + \dot{Z}_N) \{ \alpha^2 + \beta^2 - \alpha \beta \\ &\quad \times (\varepsilon - j (\rho - \delta) + \varepsilon j (\rho - \delta)) \} \\ \dot{N} &= (\dot{Z}_W - a^2 \dot{Z}_V) + \dot{Z}_P (1 + \alpha a \varepsilon - j \delta + \beta a^2 \varepsilon - j \rho \\ &\quad - \beta^2 a^2 - \beta \varepsilon j \rho - \alpha \beta a \varepsilon j (\rho - \delta)) + \dot{Z}_N \\ &\quad \times (1 + \alpha a \varepsilon j \delta + \beta a^2 \varepsilon j \rho - \beta^2 a^2 - \beta \varepsilon - j \rho \\ &\quad - \alpha \beta a \varepsilon - j (\rho - \delta)) \\ \dot{P} &= (a \dot{Z}_U - a^2 \dot{Z}_V) + \dot{Z}_P (\alpha^2 a + \alpha \varepsilon j \delta \\ &\quad + \alpha \beta a^2 \varepsilon - j (\rho - \delta) - \beta^2 a^2 - \beta \varepsilon j \rho - \alpha \beta a \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\alpha^2 a + \alpha \varepsilon - j \delta + \alpha \beta a^2 \varepsilon j (\rho - \delta) - \beta^2 a^2 \\ &\quad - \beta \varepsilon - j \rho - \alpha \beta a \varepsilon - j (\rho - \delta)) \\ \dot{Q} &= \dot{Z}_V + \dot{Z}_P (\alpha \varepsilon - j \delta - \beta \varepsilon - j \rho + \beta^2 - \alpha \beta \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\alpha \varepsilon j \delta - \beta \varepsilon j \rho + \beta^2 - \alpha \beta \varepsilon - j (\rho - \delta)) \\ \dot{R} &= (\dot{Z}_W - a \dot{Z}_V) + \dot{Z}_P (1 + \alpha a^2 \varepsilon - j \delta + \beta a \varepsilon - j \rho \\ &\quad - \beta^2 a - \beta \varepsilon j \rho - \alpha \beta a^2 \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ &\quad + \dot{Z}_N (1 + \alpha a^2 \varepsilon j \delta + \beta a \varepsilon j \rho - \beta^2 a - \beta \varepsilon - j \rho \\ &\quad - \alpha \beta a^2 \varepsilon - j (\rho - \delta)) \\ \dot{S} &= (a^2 \dot{Z}_U - a \dot{Z}_V) + \dot{Z}_P (\alpha^2 a^2 + \alpha \varepsilon j \delta \\ &\quad + \alpha \beta a \varepsilon - j (\rho - \delta) - \beta^2 a - \beta \varepsilon j \rho - \alpha \beta a^2 \varepsilon j (\rho - \delta)) \\ &\quad + \dot{Z}_N (\alpha^2 a^2 + \alpha \varepsilon - j \delta + \alpha \beta a \varepsilon j (\rho - \delta) \\ &\quad - \beta^2 a - \alpha \varepsilon - j \rho - \alpha \beta a^2 \varepsilon - j (\rho - \delta)) \end{aligned}$$

を表わす。

第 4 図で出力回路の各相電流の対称分を \dot{I}_P , \dot{I}_N とすれば $\dot{I}_P = \dot{V}_P / \dot{Z}_1$, $\dot{I}_N = \dot{V}_N / \dot{Z}_2$ となり、各相電流値

を \dot{I}_W' , \dot{I}_U' , \dot{I}_V' とすれば $\dot{I}_W' = \dot{I}_P + \dot{I}_N$, $\dot{I}_U' = a^2 \dot{I}_P + a \dot{I}_N$, $\dot{I}_V' = a \dot{I}_P + a^2 \dot{I}_N$ となる。また $\dot{I}_W = -\dot{I}_W' = -(\dot{V}_P / \dot{Z}_1 + \dot{V}_N / \dot{Z}_2)$ であるから (12) 式は

$$\begin{aligned} \dot{V}_P &= \frac{[3 \dot{P} + \{ \dot{P} \dot{R} \\ &\quad - \dot{N} \dot{S} \} / \dot{Z}_2] V_{UV}}{3 [3 \dot{M} + \{ (\dot{M} \dot{N} - \dot{P} \dot{Q}) / \dot{Z}_1 \}^* \\ &\quad + \{ (\dot{M} \dot{R} - \dot{S} \dot{Q}) / \dot{Z}_2 \}]} \quad \dots\dots\dots (14) \\ \dot{V}_N &= \frac{[3 \dot{S} - \{ (\dot{P} \dot{R} \\ &\quad - \dot{N} \dot{S} \} / \dot{Z}_1 \} V_{UV}}{3 [3 \dot{M} + \{ (\dot{M} \dot{N} - \dot{P} \dot{Q}) / \dot{Z}_1 \}^* \\ &\quad + \{ (\dot{M} \dot{R} - \dot{S} \dot{Q}) / \dot{Z}_2 \}]} \end{aligned}$$

となる。この (14) 式が求める相数変換機の出力電圧を与える一般式である。また、出力回路の各相電位は $\dot{V}_W = \dot{V}_P + \dot{V}_N$, $\dot{V}_U = a^2 \dot{V}_P + a \dot{V}_N$, $\dot{V}_V = a \dot{V}_P + a^2 \dot{V}_N$ から求められる。

かくて出力回路に完全平衡三相を得るための条件は (14) 式の $\dot{V}_N = 0$ となることで、 $3 \dot{S} - \{ (\dot{P} \dot{R} - \dot{N} \dot{S}) / \dot{Z}_1 \} = 0$ である。これから U , V , W 相の適切な巻線配置が決める。すなわち、ここで未知数である \dot{Z}_W , \dot{Z}_P , \dot{Z}_N , α , β , δ および ρ の値を決めるには次の手順による。

まず前述のように変換機のすべり s を求め、(4), (5) 式から \dot{Z}_P , \dot{Z}_N が算出される。定格電気負荷のインピーダンスを求め、また電気負荷に見合った容量の相数変換機から \dot{Z}_W を決め、 α , β , δ , ρ はある仮定を設けて単純化し $3 \dot{S} - \{ (\dot{P} \dot{R} - \dot{N} \dot{S}) / \dot{Z}_1 \} = 0$ なる条件を満たすような α , β , δ , ρ の値を反復計算して見出す。次にこれらの各値を用いてトルク算定式から変換機のトルクを算出して、負荷トルクと合致するか否かを確かめる。もし合わないときは上の操作計算をくり返して適正な値とする。

(3.2) 起動方式 単相架線電源で相数変換機は駆動されるため単独では起動トルクを発生しない。これは三相誘導電動機でも同じである。しかし一度なにかの外力で起動させてやると後は単独でも回転を続ける。この方式が ED 70 形で採用され、IR 形では相数変換機の第 3 相 (ここでは W 相巻線) に、他の二つの相と異なる位相の電流を流して不平衡三相起動をさせた。すなわち、変換機に不平衡巻線をもたせ各相電流を W 相巻線に換算して合成正相電流、合成逆相電流を求め、これと二次抵抗とによって正相分トルク T_P と逆相分トルク T_N を求めうる。合成トルク T は

$$\begin{aligned} T &= T_P - T_N = |\dot{I}_W + a \dot{I}_U \varepsilon j \delta + \beta \dot{I}_V \varepsilon j \rho|^2 \\ &\quad \times \frac{x_m}{(r_1/s)^2 + (x_m + x_1)} (r_1/s) \end{aligned}$$

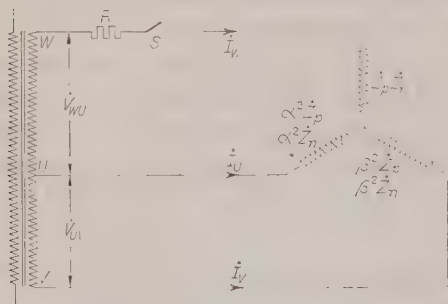
$$-|\dot{I}_W + \alpha \dot{I}_U \varepsilon - j\delta + \beta \dot{I}_V \varepsilon - j\rho|^2 \\ \times \frac{x_m}{\{r_1/(2-s)\}^2 + (x_m + x_1)^2} \{r_1/(2-s)\} \\ \dots\dots\dots (15)$$

この式に起動時のすべり $s=1$ を代入し、(9) 式で \dot{I}_V を消去すれば

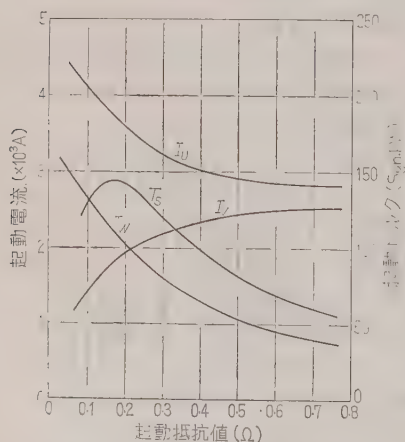
$$T = k \{ |\dot{I}_W(1 - \beta \varepsilon j\rho) + \dot{I}_V(\alpha \varepsilon j\delta - \beta \varepsilon j\rho)|^2 \\ - |\dot{I}_W(1 - \beta \varepsilon - j\rho) + \dot{I}_V(\alpha \varepsilon - j\delta - \beta \varepsilon - j\rho)|^2 \} \\ \dots\dots\dots (16)$$

となる。ここに k は $k = x_m \cdot r_1 / \{r_1^2 + (x_m + x_1)^2\}$ なる比例定数である。単相運転では $T=0$ となり起動トルクを発生しない。 \dot{I}_W が存在するときは一般に $T > 0$ ないし $T < 0$ で起動トルクを発生する。第5図は相数変換機の W 相に外部インピーダンスをそう入した回路図を示す。

さて (15) 式からトルクを求めるには各相電流を求めなくてはならない。これは (8), (9) 式を解けば \dot{I}_W , \dot{I}_U , \dot{I}_V が求まる。また W 相の外部インピーダンスは W 相の一次インピーダンスと同様なものであるから (8) 式の \dot{Z}_W を $(\dot{Z}_W + \dot{Z}_W')$ とすればよい。



第5図 相数変換機起動回路図

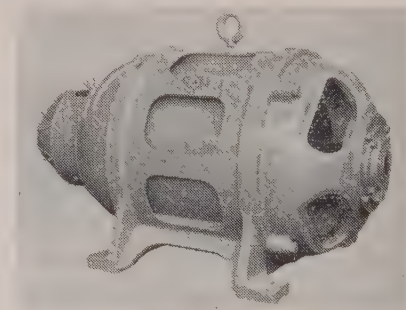


第6図 起動抵抗値と起動電流、
起動トルクとの関係 ($s=1$)

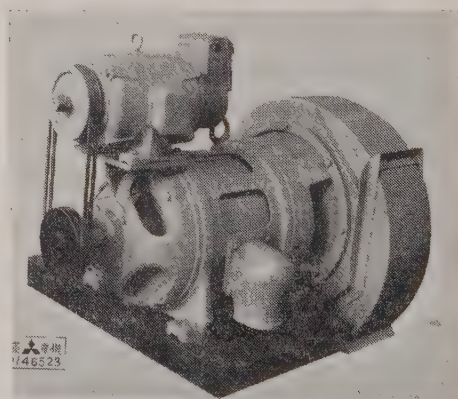
IR 形では $V_{WU}=800$ V, W 相の起動抵抗器には 0.41Ω をとった。これで相数変換機は約 1 s で全速に達する。なお起動トルクの最大値は $R=0.2 \Omega$ 付近で得られたが、主変圧器の電圧降下と起動時間との関係から前者をとった。(第6図参照)

(3.3) 構造 インド向け相数変換機とED 7019号の変換機の外観写真を第7図、第8図に示した。このIR 形用の容量は 150 kVA で外形は開放形、片方の軸端には制御回路の蓄電池充電用の 4 kW 直流発電機をオーバハングしている。軸受は球軸受(直流発電機側 No. 6318, 遊び側 No. 6316)で、直流機側には特に軸電流を防止するための絶縁を施した。

固定子巻線にはH種絶縁を用い、日陰で最大 45°C 、湿度 100% での運転にも支障ないようにした。巻線方式は 120° の相差の等間隔分布巻線とし、特に W 相巻線の巻数は他の U 相、 V 相にくらべて多く巻いて各線間電圧の不均衡を小さくさせた。電線はシリコン処理の二重ガラス巻平角線を使った。回転子導体は逆相磁界による抵抗の増大を防止するため幅が広く、深さの浅いスロットのかご形とした。



第7図 150 kVA 相変換機 (インド向け)



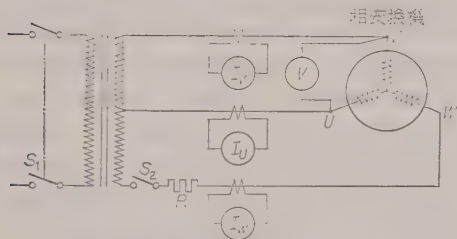
第8図 ED 70 形相数変換機
(主変圧器送風機兼用)

4. 特 性

特性試験は ED 70 形には日本国鉄の仕様で, IR 形にはフランス国鉄の仕様で行った。専用相数変換機として製作した IR 形から主要測定項目につき述べる。

(4.1) 無負荷起動 第 9 図にこの接続図を示した。UV 間の電圧が 300, 400, 440 V のときに起動抵抗器 $R=0.41 \Omega$ で無負荷起動させ, そのときの起動時間を測定した。各電圧での起動時間と起動電流の関係を第 3 表に示した。

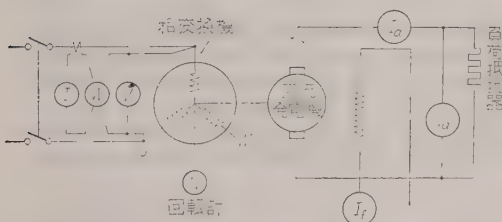
(4.2) 停動トルク 第 10 図に測定結線図を示した。ここで UV 間の電圧を 210, 260, 315, 370, 420 V にして運転したときの停動トルクを測定した。そ



第 9 図 無負荷起動試験接続図

第 3 表 無負荷起動試験結果

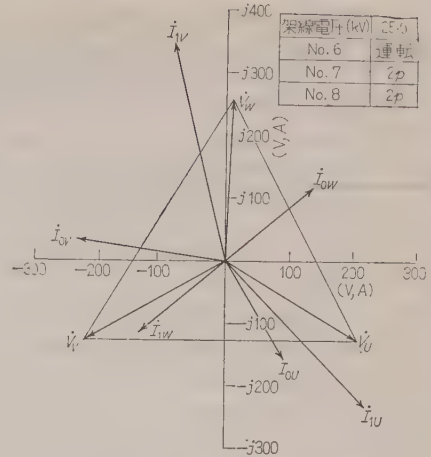
線 間 電 圧 (V)			各 相 電 流 (A)			起動時間 (s)
V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}	I_U	I_V	I_W	
300	365	189	1,800	2,600	1,420	1.47
400	433	226	2,300	3,460	1,880	0.87
440	510	256	2,720	3,980	2,130	0.77



第 10 図 トルク測定試験接続図

第 4 表 停動トルク測定結果

電 圧 (V)	停動トルク (kgm)	回 転 数 (rpm)
420	228	約 1,420
368	174	"
320	132	"
260	89	"
210	58	"



第 11 図 ベクトル図 (25 kV)

の結果を第 4 表に示した。

(4.3) 組合せ試験 第 1 図に示したように相数変換機のほかに負荷である冷却用水ポンプ, 油ポンプ, 送風機, 制動用空気圧縮機, 真空ポンプなどを組み合わせて現車試験と等価の試験を行った。このときの電源には 50 MVA の発電機を使った。

まず定常運転ではたとえば UV 間電圧 25 kV (定格) でのベクトル図を第 11 図に示した。力率は次式によって算出した。

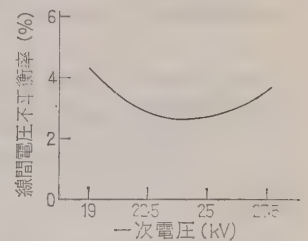
$$\text{力率} = \frac{\text{電力}}{3\{(\text{正相電圧})(\text{正相電流}) + (\text{逆相電圧})(\text{逆相電流})\}}$$

また 電圧不平衡率 $\alpha_v = \text{逆相電圧} / \text{正相電圧}$

電流不平衡率 $\alpha_i = \text{逆相電流} / \text{正相電流}$

これらの測定の一例を $V_{UV}=25 \text{ kV}$ について第 5 表に示した。

また, 一次電圧の変化に対する線間電圧の不平衡率の変化を第 12 図に示した。相数変換機の出力が 185 kVA にて $\alpha_v < 4\%$ で運転も正常に行われた。一次電圧に対する相数変換機の電流, 電力については電圧が上昇すると負荷の力率が低下するため変換機の W 相のインピーダンス降下が大きくなるので α_v は大と



第 12 図 電圧不平衡率

なる。一方, 電圧が降下すると変換能力が低下すると同時に W 相電流が増加するので電圧不平衡率は高くなる。いま, 変換機の変換効率を次式のように規定すると

第 5 表 補機組合せ定常試験特性

架線電圧 V_T (kV)	一次電流			線間電圧 (V)			電圧不 平衡率 α_v	二次単相 回路電流 I_{00} (A)	二次単相 回路電力 W_{00} (kW)	二次単相 回路力率 $\cos \phi_{00}$
	I_T (A)	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}						
25	9.6	430	450	435			2.8	510	129	58.8

機 番 (No.)	相 電 流 (A)			電流不 平衡率 α_i	所要電力 W (kW)	力 率 $\cos \phi$
	I_U	I_V	I_W			
1 入力	324	363	181	262	15.4	
1 出力	184	237	"	20	113	74.3
2	3.66	4.50	3.57	17	2.23	75.6
3	2.84	4.35	3.18	22	0.98	37.3
4	64.0	82.0	64.6	18	38.9	73.7
5	67.6	85.2	67.6	"	42.0	76.3
6	14.4	17.6	12.0	23	8.84	78.6
7	15.0	19.0	13.6	25	9.97	82.4
8	14.9	18.8	13.1	"	9.86	81.4

注：第 13 図の I_{1U} 、 I_{1V} 、 I_{1W} および I_{0U} 、 I_{0V} 、 I_{0W} は相変換機の入力と出力の各相電流を示す。

$\eta = (\text{相数変換出力}) / (\text{単相入力})$

25 kV では 88 % となる。

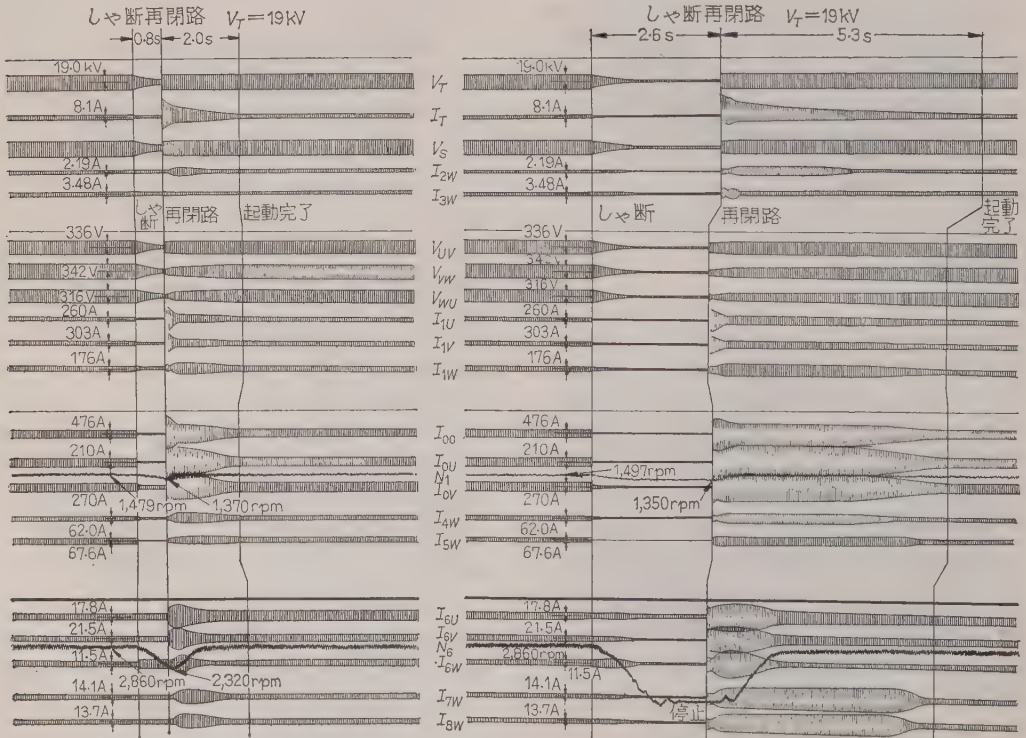
(4.4) シャ断、再閉路特性 鉄道架線には無加圧

第 6 表 シャ断再閉路試験結果

一次電圧 (kV)*	第 1 回 (s)		第 2 回 (s)	
	シャ断時間	再起動時間	シャ断時間	再起動時間
27.5	0.7	0.8	0.8	0.8
22.5	"	1.1	"	1.0
19.0	"	3.7	"	2.0
27.5	1.4	1.15	1.4	1.1
22.5	"	2.5	"	1.5
19.0	"	7.4	"	5.5
27.5	3.1	1.9	3.1	1.6
22.5	2.4	2.8	4.0	2.9
19.0	3.1	6.5	2.6	5.3

個所が各所にある。ここを列車が通過するときはいわゆる、シャ断、いっせいで再閉路が行われ、特に架線電圧が低下しているときは補機群の起動に支障を与えることがある。その能力をみるのがシャ断、再閉路試験で、一例を第 13 図に示した。(架線電圧 19 kV) 第 6 表に各架線電圧における シャ断および起動時間を示した。これからわかるように架線電圧が 19 kV に降下しても補機運転に障害はなかった。

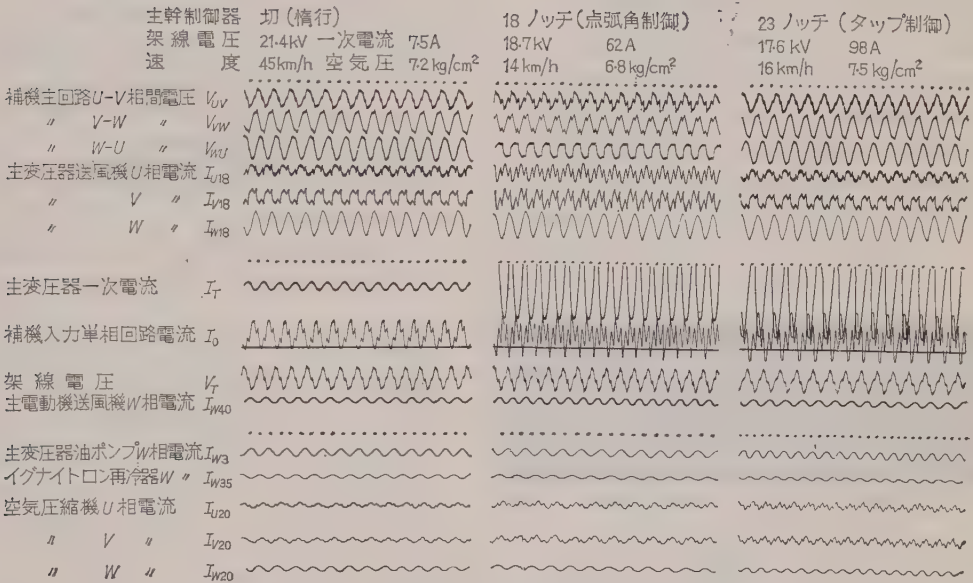
(4.5) 現車試験 ED 7019 号機関車では北陸線



第 13 図 シャ断、再閉路試験オシログラム

第 7 表 機関車力行時の補機起動試験結果

架線電圧 (kV)	回路しゃ 断 時 間 (s)	しゃ断前 一次電流 (A)	再開路後 一次電流 (A)	主幹制御 ノッチ 位 置	走行速度 (km/h)	CP 用 限 時 継電器	CP 用 ア ン ロ ー グ	CP 空気圧 (kg/cm ²)	結 果	備 考
18	0.45	160	80	18	18	有	有	7.5	良	いっせい再起動
18.3	"	216	180	"	11	"	"	7.0	"	"
17.6	"			29	26	"	"	"	"	"
16.5	"	60	100	23	18	"	"	"	"	"
"	"	112	96	25	16	"	"	"	"	"
21.9	0.46	102	102	29	47	"	"	7.3	"	"
16.2	3.0	96	8.0	"	26	"	"	6.8	"	"
16.3	"	92	"	"	27	無	"	6.7	"	くり返し順序起動
21.9	3.2	76	7.2	"	58	有	"	6.6	"	"
21.8	3.1	102	"	"	46	"	"	6.8	"	"
21.9	1.68	7.2	"	切(惰行)		"	"	7.0	"	いっせい再起動 無加圧箇所通過



第 14 図 機関車運転時の電圧，電流波形

の敦賀—長浜間(40.4 km)の登りこう配で現車による試験をした。試験列車は約 1,000 t けん引の貨物 572 列車で、架線へのき電は米原変電所の単相 3,000 kVA 2 台の変圧器を通じて田村駅經由敦賀駅まで 48 km を延長き電した。したがって米原寄りの長浜駅付近では 20 kV でも新正田，敦賀付近では 16 kV (20 % 降圧) に線路降下していた状態をそのまま利用した。電源回路の 0.5 s ないし 3 s のしゃ断は試験列車と米原変電所とを無線通話で指示連絡して行った。その結果を第 7 表に示す。架線電圧 21.9 kV から 16.2 kV にわたってしゃ断，再起動の支障の有無を確かめた。そ

のときの電源電圧および負荷電流の波形を第 14 図に示した。

このほかに温度試験，短絡，拘束，過速度，耐電圧試験など温度に対する絶縁強度，電氣的機械的強度などもみた。

5. 検 討

(5・1) 相数変換方式の問題点 相数変換方式には前述の 3 巻線による方式のほかに固定子巻線の接続を二相巻線とし，その一相を電源変圧器の二次巻線の中性点に結ぶ，いわゆる二巻線式がある。いずれの場合

でも相数変換されて得られる三相線電圧の不平衡率の大小によって、これに結ばれた補機群の性能が左右される。すなわち損失の増加、トルクの減少、すべりの増加などである。

これらの解析を行う一つの方法として対称座標法が用いられ、一例として三巻線方式の各相巻線数の決定や、所要の起動トルクを得るためのそう入抵抗値も算出できる。

(5・2) 電圧不平衡率とトルク特性 電圧のわずかな不平衡率でも電流への影響は大きい。したがって固定子銅損の分布も不均一となり、温度上昇も局部過熱が起る。これを防ぐため、この三巻線方式では一相の巻線数を他の二相の巻線より大きくし変換発生された電圧の不平衡を押えた。(定格電圧で 2.8%)

相数変換機のトルク特性では架線電圧が降下し、無加圧区間を通過するしゃ断、いっせい再起動時がいちばん苦しい。このようなときでも補機制御方式を変えて各補機の自動順次起動にするとか、起動時の負荷の大きい空気圧縮機に遠心力利用の減圧装置⁽⁴⁾を取り付けることにより克服できる。一方、架線電圧でもいろいろな方法で降圧防止が考えられている。

6. む す び

鉄道車両用としての機器は一般工業用と異なり、特に重量と大きさの制約を受ける。したがって架線電圧の変動や、波形のひずみなどによる影響を考え、相数変換機に十分な耐力を持たせると同時に制御装置による補機群の起動方法も併わせ考えなければならない。これによってもっとも経済的な低電圧限界、補機いっせい再起動限界も決まる。今後も交流き電方式の利点を活かし、保守簡易な車両機としていっそうの研究を積みたい。

以上の諸問題については、日本国鉄当局(臨時車両設計事務所、運転局、技術研究所および現地機関区など)はもちろんのこと、鉄道電化協会の「交流機関車補機研究委員会」を通じて山村、藤高、山田東大教授および中野東工大教授などから多大のご指導とご援助をいただいた。ここに記して深く謝意を表する。

(昭和 36 年 2 月 3 日受付, 同 5 月 15 日再受付)

文 献

- (1) 沢野：電学誌 79, 459 (昭 34)
- (2) 大野・八木：昭 34 東海支部連大 48
- (3) 八木・大野：日本電気協会講演論文 345 (昭 34)
- (4) 寺戸・佐藤・大野・八木：三菱電機 33, 232 (昭 34)

UDC 621.3.015.54: 621.3.066.6

接点開離時のアーク放電について*

資料・論文

36-103

正員 鳳 誠三郎† 準員 渡部 泰昭††

1. ま え が き

接点開離時に発生するアーク放電は、接点を損耗させる原因となり、したがってその寿命に大きく影響する。また、その放電は高周波振動を伴うことが多いので、通信障害の原因となる場合もあり、そのような放電を極力抑制することが望まれるのは当然である。

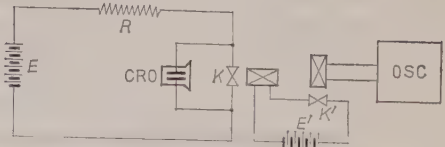
アーク放電の抑制手段として従来多く採用されている方法は、接点に並列に接続された「火花消去回路」の使用である。この「火花消去回路」を設計するにあたって基準となるのは、接点開離時に発生する著しく短ギャップのアーク放電の特性、すなわち最小アーク電圧 V_m と最小アーク電流 I_m であった。

このうち、 V_m は比較的測定も容易であり、かつ接点材料によってあまり著しい変化がないが、 I_m については、接点材料によってかなり異なった値を示し、また測定条件によって、まちまちの結果を得やすいので、検討されなければならない諸問題を包蔵していると考えられる。

本論文は、このような問題をいくらかでも解明しようとして行われた研究の報告であって、接点開離時に発生する、アーク放電の継続時間と接点電流との関係を、比較的性能のよい測定器 (30 Mc シンクロスコープ) を用いて数多く測定し、これに理論的解釈を加えたものである。

2. 測 定 方 法

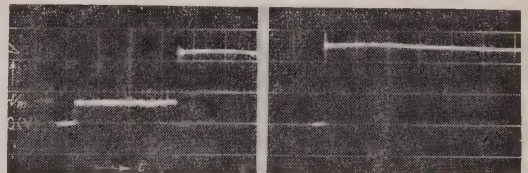
実験回路は第1図に示すように、実用上純抵抗負荷と考えられる回路で、接点 K を開離する際の接点間電圧を、シンクロスコープを用いて観測する。負荷はインダクタンスの影響を避けるため、無誘導抵抗としてカーボンランプを使用し、電源は直流 48V (自動交換器用電源電圧) 蓄電池である。また供試接点は、未使用の電話用継電器接点で、この継電器は真空管方形波発振器によって駆動される補助接点 K' によって、毎秒 1 サイクルのくり返しで開、閉成が行われ



K : 供試接点 (電話用継電器)
 E : 直流電源 (48V)
 R : 無誘導抵抗 (カーボンランプ)
 CRO : シンクロスコープ (岩崎 SS-5301)
 K' : 供試接点駆動接点 (補助継電器)
 E' : 接点駆動用電源
 OSC : 真空管方形波発振器

第1図 実験回路

る。アークの計数は、ブラウン管面上に現われるアーク電圧を観測することによって行った。この場合、純抵抗負荷であるから、高周波間欠放電およびグロー放電は生成されず、アーク放電のみが生じ、もしアークが発生すれば第2図 (a) のように、接点材料によって定まる最小アーク電圧が認められる。



(a) アークが発生した場合 (b) アークが発生しない場合
 (時間軸 10 μ s/目盛, 縦軸 20 V/目盛)

第2図 接点間電圧オシログラムの一例

アーク放電の開始は、確率的に定まるものであると考えられるから、ある接点電流では継続時間何秒のアークをかならず生成するというものではなく、接点電流は同一でも、動作ごとに継続時間の異なったさまざまなアークを発生する。

アーク継続時間 t_a と接点電流 I_0 との関係を求めるため、まず、シンクロスコープの掃引速度を 0.5~1 μ s/cm としたときの測定限界アーク (この掃引速度で存在が認められるアーク) および、継続時間 2, 5, 10, 20, 50, 100 μ s 以上の、それぞれのアークに対する発弧率曲線を求めた。(第3図)

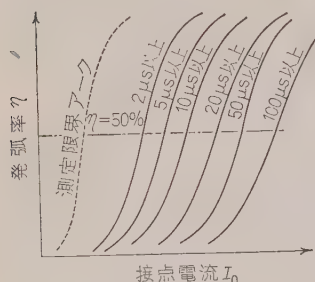
ここで、接点のアーク発生機構は、表面状態 (不純物、酸化物の付着など) はもとより、回路条件、周囲状態 (ガス蒸気、ほこりなどの存在の有無、温湿度、

* Arc Discharge at Electrical Contacts on Break. By S. HOH, Member (Faculty of Engineering, University of Tokyo) & Y. WATANABE, Associate (Tokyo Electrical Engineering College).

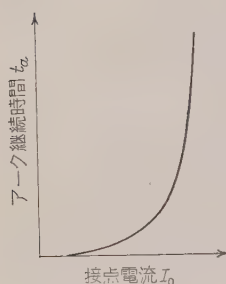
† 東京大学工学部電気工学科教授

†† 東京電機大学大学院工学研究科学生 (東京大学工学部研究生)

気圧など)など、種々の条件によって大きく左右され、また、それらが巨視的に同一であっても確率的分布を示すから、これらの影響を極力避けるため、同一材料での回路条件はもとより、周囲状態にも十分な注意を払い、かつ各測定点とも、無作意に抽出された2個の継電器について、



第3図 発弧率曲線



第4図 t_a - I_0 特性

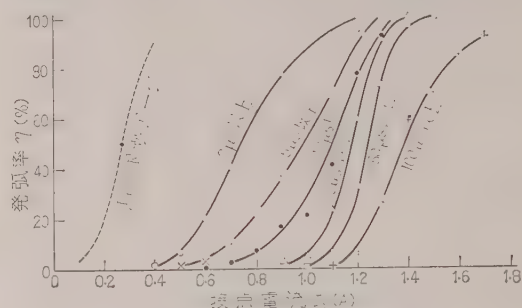
6,000回以上の予備放電を行ったのち、同一電流のもとで、それぞれ500回合計1,000回の測定を行って平均値を求め、データの均一化につとめた。

このようにして求めた発弧率曲線は、累積度数分布図に相当し、これを正規確率紙に描くと、ほぼ直線と

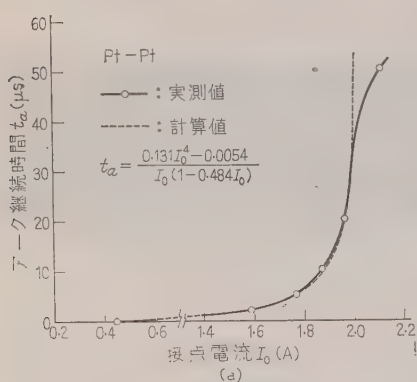
なるから、同一電流のもとでのアーク継続時間はほぼ正規分布をなしているものとみなされ、発弧率 $\eta=50\%$ の点はその中央値であると考えられる。したがって $\eta=50\%$ に対応する t_a - I_0 特性を求めれば、アーク継続時間 t_a と接点電流 I_0 との関係を示すものとなる。これを図に描けば第4図のようになる。

3. 測定結果

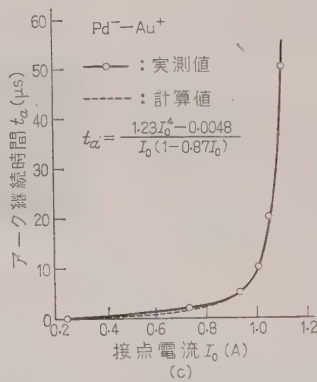
前述の方法で、Pt-Pt, Pd-Pd, PGS-PGS, GS-GS, Pd-Au の各接点材料 (Pd-Pd, Pd-Au はワイヤスプリング形、その他は水平形継電器) について求めた発弧率曲線の一例および t_a - I_0 特性を第5図、第6図



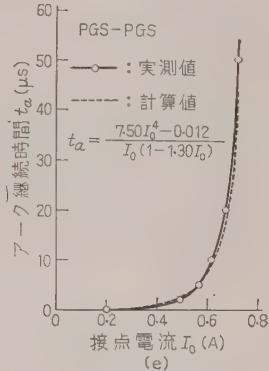
第5図 Pd-Pd 発弧率曲線



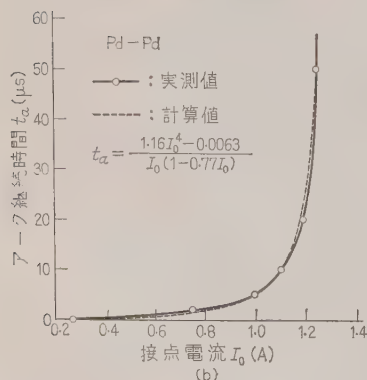
(a)



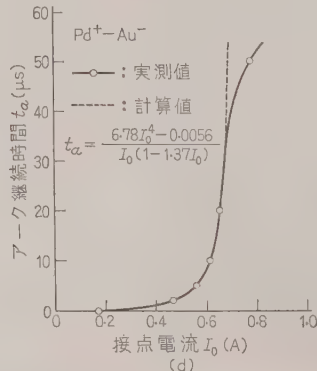
(c)



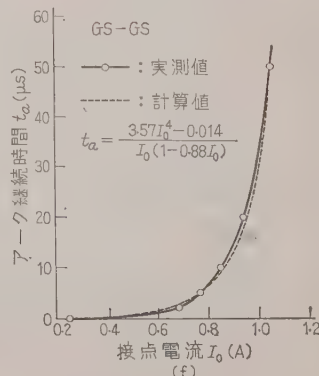
(e)



(b)



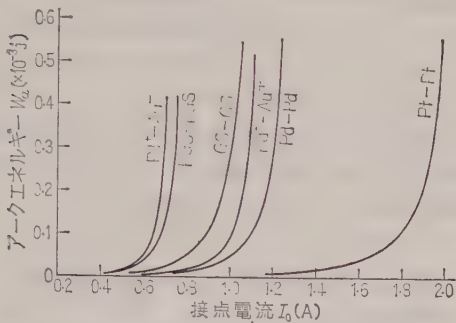
(d)



(f)

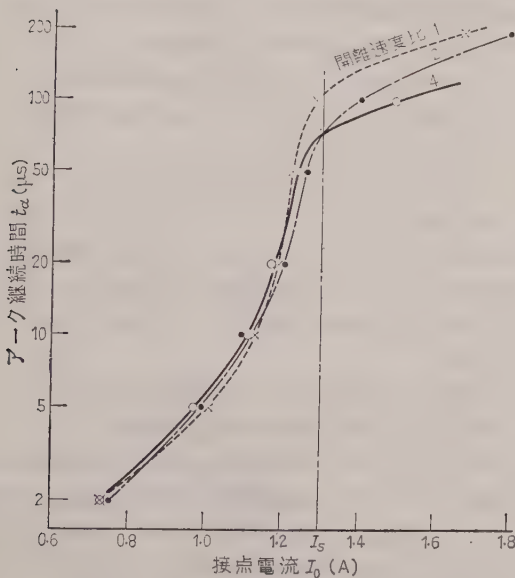
第6図 t_a - I_0 特性

に、また、後述 (11) 式、 $W_a = I_a V_m t_a$ より求めた開離 1 回あたりの平均アークエネルギーを第 7 図にそれぞれ図示する。 t_a - I_0 特性図中、点線は後述の理論式を用いて表わした結果である。



第 7 図 開離 1 回あたり平均アークエネルギー

第 8 図は、ここで扱われているようなきわめて短いアーク放電に対する接点开離速度の影響を、開離速度比が 1:2:4 程度の Pd 接点継電器を用いて測定した結果である。なお、開離速度の調整は、継電器の励磁巻線への入力電力を変えることによって行った。その絶対値はそれぞれ、約 15, 30, 60 cm/s である。図から明らかに、 t_a が増大するにしたがって I_0 はある電流値に漸近し、 t_a がある大きさ以上になると、 I_0 は再び増大し始める。また 50 μ s 以内では、三つの曲線はほとんど一致している。すなわち、接点开離時の初期においては、金属橋絡の爆発によって定められるギャップを保つものと考えられ、きわめて短



第 8 図 開離速度の影響 (Pd-Pd)

い時間 (数十マイクロ秒以下) 内では、開離速度によって定まるギャップは影響をおよぼさないものと推察される。したがって、結果からも明かなように、現在用いられている程度の開離速度 (10~60 cm/s) を有する電話用継電器の開離時に発生するアーク放電は、継続時間 30~50 μ s 以下のアークに対しては開離速度による影響は現われないものとみなされる。第 6 図 (a) および (d) は開離速度の早い継電器を用いたため、 $t_a = 40 \mu$ s 以上で接点距離 (開離速度による) の影響が現われている。

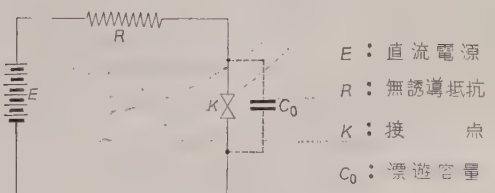
なお、従来、発弧率曲線の測定には、一つの接点で開、閉成を行い、開離時のアーク放電を計数していたが、接点閉成時にも当然アークを発生するはずであり、このアーク放電が接点开離時に影響をおよぼすことが懸念される。これについて、開離、閉成をそれぞれ別個の接点に分担し、比較検討した結果、それらの間の差異はほとんど認められなかった。

4. 理論的取扱い

上記のような実験結果に対する理論的な解釈は、現象自体がかなり複雑であるために、必ずしも容易ではないが、ここには、一つの考え方を提案するという意味で理論的な検討を加えた結果を報告する。

接触部が開離しようとする直前に、金属の溶融橋絡が発生する現象については、かなり古くから知られている。印加電圧が充分ならば、この橋絡部は最後に爆発的に気化する。この状態では、きわめて狭い電極間ギャップに充分に濃密な金属蒸気が存在し、かつ電極面も充分に (沸点近くに) 加熱されており、陰極点はずでに準備されている状況にあるといえる。したがってこの金属蒸気が冷却または拡散によって、濃度が低下する以前に電極間にアークの維持に充分な電圧 (たいていは十数ボルト程度) が印加されるならば、アークは発生するであろう。かつその場合のアーク継続時間は、金属蒸気の濃度が充分な値に維持されている時間に一致するものと考えられる。

いま第 9 図のように、実用上純抵抗と考えられる回路について取り扱うものとする。



第 9 図

- t_0 : 接点間電圧が金属橋絡爆発後、アーク電圧 V_m にまで立ち上がるに要する時間
 t_a : アークが継続する時間
 I_0 : 接点を閉じた場合の回路電流(接点電流)
 I_a : アーク電流
 t_{d0} : アークが存在しないときの消蒸気時間(アークを維持しえない程度の濃度となるに必要な時間)
 t_d : アークの影響を考慮した場合の消蒸気時間

とすれば

$$t_0 = \frac{\alpha}{I_0} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$t_a = t_d - t_0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$t_{d0} = \beta I_0^3 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$t_d = t_{d0} + \gamma I_a t_a \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$I_a = I_0 \frac{E - V_m}{E} \quad \dots\dots\dots (5)$$

の関係が少なくとも近似的にはなりたつと考えられる。

その理由を簡単に説明しよう。

(1) 式について 接点开離直後において、 C_0 の電圧上昇を考えると、厳密には指数関数であるが、いま考えている時間がきわめて短いので、近似的に直線的に電圧が上昇するものとすれば、電圧値 V_c は

$$V_c = \frac{I_0 t}{C_0} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。したがって $V_c = V_m$ とおけば $t = t_0$ となる。

$$V_m = \frac{I_0 t_0}{C_0}$$

$$\text{ゆえに } t_0 = \frac{V_m C_0}{I_0} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$V_m C_0 = \alpha$ とおけば (1) 式となる。

(2) 式について 消蒸気時間 t_a は、金属橋絡爆

発瞬時から金属蒸気密度が充分に小さくなるまでの時間を考えているから、 t_d から t_0 を減じたものがアーク時間となる。(第 10 図参照)

ただし、厳密に考えればアークを維持しうる最小蒸気密度は、回路条件によっても影響を受けるはずであるが、少なくとも純抵抗負荷の場合には、その程度は少ないと考えられるので、論旨を簡潔にするため、その影響は一次的には無視しうるものとした。

(3) 式について 当研究室において、三谷正一氏は第 9 図 C_0 を人為的に増減し、アークが発生しなくなる値を求めたところ、多くの金属について

$$C_{0a} = k I_0^4 \quad \dots\dots\dots (8)$$

ただし k : 金属材料によって定まる定数なる関係を得た。⁽¹⁾

いま、 $t_{d0} = \beta I_0^n$ とおき、 $t_{d0} = t_0$ においてアークが発生しなくなるとすれば (1) 式から

$$\frac{\alpha}{I_0} = \beta I_0^n$$

しかるに、 $\alpha = V_m C_{0a}$ となるから

$$\frac{V_m C_{0a}}{I_0} = \beta I_0^n$$

(8) 式を代入して

$$\frac{V_m k I_0^4}{I_0} = \beta I_0^n$$

$$\text{ゆえに } V_m k I_0^3 = \beta I_0^n$$

$$\text{ゆえに } n=3, \quad \beta = V_m k$$

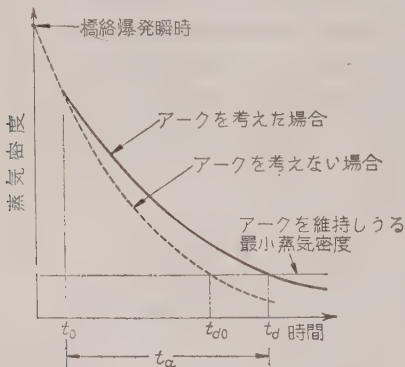
となる。

他方、Lander, Germer 両氏は接点开離時に生ずる溶融金属橋絡を理論的ならびに実験的に研究し、橋絡部の体積が I_0^3 に比例することを示した。⁽²⁾ したがって、橋絡部の気化によって生ずる金属蒸気の量も、 I_0^3 にはほぼ比例するとみられるので、 t_{d0} が I_0^3 に比例すると考えるのは不自然でない。

(4) 式について 短ギャップのアークでは、アーク電圧はほとんど一定であるので、アークエネルギーは $I_a t_a$ に比例する。これに比例した金属蒸気量が追加供給されるものとすれば、 t_a は t_{d0} にくらべ、 $I_a t_a$ にはほぼ比例した時間だけ増大すると、近似的には仮定される。

(5) 式について これは回路的に自明であって、従来もしばしば用いられている関係である。

なお、上記のように $\alpha = C_0 V_m$ であり、 V_m はほぼ一定であるが、 C_0 は電極間に発生した溶融橋絡の爆発による金属蒸気の状態、ならびにギャップによって支配され、したがって確率的分布をするものと考えられる。



第 10 図 蒸気密度の変化

β , γ についても、ほぼ同様に確率的分布をなすものと考えられるが、ここで取り扱った α , β , γ はそれぞれ最確値を意味するものである。

さて、(1)~(5) 式を解いて t_a を求めれば

$$t_a = \frac{\beta I_0^4 - \alpha}{I_0 \left(1 - \gamma I_0 \frac{E - V_m}{E} \right)} \quad (9)$$

となる。

また $\gamma \frac{E - V_m}{E} = \gamma'$ とおけば、(9) 式はさらに簡略化されて

$$t_a = \frac{\beta I_0^4 - \alpha}{I_0 (1 - \gamma' I_0)} \quad (10)$$

となる。

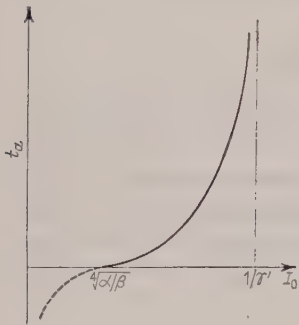
(10) 式の性質は

$$I_0 \rightarrow 0; t_a \rightarrow -\infty$$

$$I_0 = \sqrt[4]{\alpha/\beta}; t_a = 0$$

$$I_0 \rightarrow 1/\gamma'; t_a \rightarrow +\infty$$

となり、第 11 図に略示したようになるが、物理的な意味は $\sqrt[4]{\alpha/\beta} \leq I_0$ の範囲に限られる。



第 11 図

$I_0 \rightarrow 1/\gamma'$ で $t_a \rightarrow +\infty$ となるのはアークが定常的に維持されうことを示す。しかし、実際には接点は次第にギャップを増大し、アーク電圧が上昇することにより回路的に不安定と

なって、ついに消弧するにいたる。

なお、アークエネルギーを W_a とすれば

$$W_a = I_a V_m t_a = \frac{V_m (\beta I_0^4 - \alpha)}{E - V_m - \gamma I_0} \quad (11)$$

または

$$W_a = \frac{E - V_m V_m (\beta I_0^4 - \alpha)}{E (1 - \gamma' I_0)} \quad (12)$$

となる。

そこで、(10) 式によって与えられる t_a の値が、すでに述べた実験結果になるべく合致するように α , β , γ' の値を定めると、第 1 表に示すようになる。また V_m の値 (平均値) を実測し、これを用いて γ を算出した結果も示されている。

第 1 表に示した α , β , γ' を用い、(10) 式によって t_a を算出した結果を第 6 図点線で示す。第 6 図

第 1 表

材料	Pt-Pt	Pd-Pd	Pd-Au ⁺	Pd ⁺ -Au ⁻	PGS-PGS	GS-GS
α	0.0054	0.0063	0.0048	0.0056	0.012	0.014
β	0.131	1.16	1.23	6.78	7.50	3.57
γ'	0.484	0.77	0.87	1.37	1.30	0.88
γ	0.68	1.03	1.19	1.88	1.73	1.23
V_m (V)	14	12	13	13	12	13.5

ただし上表中 α , β , γ' , γ は (9), (10) 式において t_a を (μ s), I_0 を (A) としたときの値

(a), (d) において、 t_a の大きな範囲 (30~40 μ s 以上) で、実測値と計算値との偏差が急に増大するが、これは前にも記したように、実験に用いた継電器が高速度形であったために、接点距離の影響が現われ出したものと解される。

5. 考 察

以上の結果について、二三の考察を加えれば次のとおりである。

(a) 接点開離速度に無関係な領域における t_a の実測値と理論式による計算値とは、定数 α , β , γ (または γ') を適当に選定することによって、実験に用いたすべての材料についてかなりよく一致させることができる。その偏差は最大 10% 程度である。このことは理論式の正しさを裏づけるものと思われる。

(b) $V_m C_0 = \alpha$ の関係を用いて、 α , V_m の値から C_0 の値を算出すれば、第 2 表のようになる。接点開

第 2 表 接点開離直後の漂遊容量

接点材料	Pt-Pt	Pd-Pd	Pd-Au ⁺	Pd ⁺ -Au ⁻	PGS-PGS	GS-GS
C_0 (pF)	385	525	370	430	1,000	1,040

離瞬時には接点間ギャップはきわめて小さく、かつ金属蒸気が充満しているので、 C_0 は通常考えられている漂遊容量の値にくらべ、いくぶん大きい値をとるものようである。したがって、この場合の C_0 は接点形状よりもむしろ接点材料の性質によって支配されるものと考えれば、 α も接点材料に固有の定数であるとみなしてさしつかえない。

(c) β , γ は、ある電流値によって生ずる金属蒸気の量に関係するもので、本質的に接点材料の種類によって定まる数と考えられる。ただし β は溶融現象にも関連があるので、 β , γ はそれぞれ異なった意味を持つ。ただし β の大きなものは γ も大となる傾向があることは第 1 表から明らかである。また、この値は長いアークの出やすさを表わすものと解釈してよい。Pd⁺-Au⁻, PGS-PGS, GS-GS は他のものにくらべ長いアークが出やすいことは、第 6 図からも明らかである。

第3表 I_m および I_{m0} (A)

接点材料	Pt-Pt	Pd-Pd	Pd-Au ⁺	Pd-Au ⁻	PGS-PGS	GS-GS
著者の値 I_{m0}	0.45	0.27	0.25	0.17	0.20	0.25
従来の値 I_m	0.7~1.1	0.4~0.6			0.35	0.36

(d) Pd-Pd と Pd-Au⁺ とが、各定数とも近似しているが、これはアーク発生機構がおもに負極に依存しているためであると解される。

(e) 従来は、接点開離時のアークの特性を表現するものとして、最小アーク電圧 V_m 、最小アーク電流 I_m が用いられてきた。 $I_{m0} = \sqrt[4]{\alpha/\beta}$ から I_{m0} の値を求めると第3表のようになる。従来考えられていた I_m の値より小さいが、これは測定器の性能が進歩したことを意味する。

(f) 接点アークの性質を示すために、 I_m よりも上に述べた α , β , γ (または γ') の3定数を用いて表現したほうが、より合理的である場合があると考えられる。たとえば、火花消去回路を設計する際にも、この3定数を用いて回路素子を決定するのが、より厳密であると思われる。(付録参照)

6. む す び

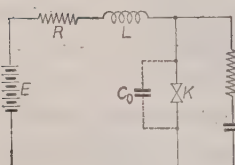
以上、接点開離時におけるアーク発生機構に関し、開離速度に無関係な領域における理論式を求め、数種の接点について実験的検討を加えた。この程度の実験では充分とはいえないが、測定曲線と計算式とがよく合致することは、理論式の導き方の正しさがある程度裏づけるものと考えられ、微小アーク領域における特性が従来よりも明らかとなったと考えられる。

終りに、本研究は日立製作所戸塚工場の委託研究の一環として行われたもので、研究について種々協力いただいた、同工場、小林、(故)田島、中野、三井の各氏、また特に直接お世話をいただいた三谷氏に厚く感謝致します。(昭和35年10月26日受付、同36年5月15日再受付)

文 献

- (1) 鳳・大山・三谷：電学誌 76, 1176 (昭31)
- (2) J.J. Lander & L.H. Germer: J. appl Phys. 19, 910 (1948)

付 録



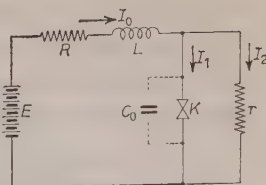
付第1図

付第1図において、火花消去回路 ($r-C$) を設計する場合には、次のように扱えばよい。

接点开離直後では、

C にはほとんど電荷がたまらないので、付第2図のように考えられる。

この場合 t_0 は次のようにして求められる。



付第2図

$$I_1 + I_2 = I_0 \dots \dots \dots (\text{付 } 1)$$

$$I_2 = \frac{1}{rC_0} q_0 \dots \dots \dots (\text{付 } 2)$$

ただし q_0 は C_0 にたまった電荷

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{rC_0} \int I_1 dt \\ &= \frac{1}{rC_0} \int (I_0 - I_2) dt \\ &= \frac{1}{rC_0} \left[\int I_0 dt - \int I_2 dt \right] \dots \dots \dots (\text{付 } 3) \end{aligned}$$

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{1}{rC_0} (I_0 - I_2)$$

$$\frac{dI_2}{dt} + \frac{I_2}{rC_0} = \frac{I_0}{rC_0}$$

$$C_0 r \frac{dI_2}{dt} + I_2 = I_0 \dots \dots \dots (\text{付 } 4)$$

$t_0 \ll 0$ であるから $I_0 = \text{const.}$ と考えれば

$$I_2 = I_0 + A e^{-t/C_0 r} \dots \dots \dots (\text{付 } 4')$$

$t=0$ で $I_2=0$, ゆえに $A=-I_0$

$$\text{ゆえに } I_2 = I_0 (1 - e^{-t/C_0 r}) \dots \dots \dots (\text{付 } 5)$$

$$\text{ゆえに } 1 - e^{-t/C_0 r} = \frac{I_2}{I_0}$$

$$e^{-t/C_0 r} = 1 - \frac{I_2}{I_0} = \frac{I_0 - I_2}{I_0}$$

$$e^{t/C_0 r} = \frac{I_0}{I_0 - I_2}$$

$$\frac{t}{C_0 r} = \log \frac{I_0}{I_0 - I_2}$$

$$\text{ゆえに } t = C_0 r \log \frac{I_0}{I_0 - I_2} \dots \dots \dots (\text{付 } 6)$$

$t=t_0$ において $rI_2 = V_m$ であるから

$$I_2 = \frac{V_m}{r}$$

$$\text{ゆえに } t_0 = C_0 r \log \frac{I_0}{I_0 - V_m/r}$$

$$= C_0 r \log \frac{I_0 r}{I_0 r - V_m} \dots \dots \dots (\text{付 } 7)$$

したがって、この場合の基本式は

$$\begin{cases} t_0 = C_0 r \log \frac{I_0 r}{I_0 r - V_m} \\ t_a = t_d - t_0 \\ t_{d0} = \beta I_0^3 \\ t_d = t_{d0} + \gamma I_a t_a \\ I_a = I_0 - \frac{V_m}{r} \end{cases}$$

となり、これを解けば

$$t_a = \frac{\beta I_0^3 - t_0}{1 - \gamma I_a}$$

$$= \frac{\beta I_0^3 - C_0 r \log \left(\frac{I_0 r}{I_0 r - V_m} \right)}{1 - \gamma \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)} \quad \dots\dots (\text{付 } 8)$$

$$W_a = t_a I_a V_m$$

$$= \frac{V_m \beta I_0^3 - \alpha r \log \left(\frac{I_0 r}{I_0 r - V_m} \right) \left(I_a - \frac{V_m}{r} \right)}{1 - \gamma \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)} \quad \dots\dots (\text{付 } 9)$$

を得る。

他方、接点に要求される寿命から、あらかじめ W_a を定めておき(これには、別の実験研究が必要である)すでに求めた $\alpha, \beta, \gamma, V_m$ を用い、(付 9) 式を満足するような r の値を決定すればよい。

上記の関係を用いて消去回路を設計する順序を例示

すれば次のとおりである。

r の決定にあたっては、通常

$$V_m \beta I_0^3 \gg \alpha r \log \left(\frac{I_0 r}{I_0 r - V_m} \right)$$

であるから (付 9) 式は簡略化されて

$$W_a = \frac{V_m \beta I_0^3 \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)}{1 - \gamma \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)} \quad \dots\dots (\text{付 } 10)$$

となる。ここで第 1 表に示した α, β, γ 値は、 t_a をマイクロ秒、 I_0 をアンペアで表わした値であるから、 W_a をジュール、 I_0 をアンペアで表わすと、(付 10) 式は次のようになる。

$$W_a (\text{J}) = \frac{V_m \beta I_0^3 \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)}{1 - \gamma \left(I_0 - \frac{V_m}{r} \right)} \times 10^{-6}$$

これより、求める抵抗 r は (付 11) 式となる。

$$r = \frac{V_m \gamma W_a \times 10^6 + V_m^2 \beta I_0^3}{V_m \beta I_0^4 - (1 - \gamma I_0) W_a \times 10^6} (\Omega) \quad \dots\dots (\text{付 } 11)$$

たとえば、Pd-Pd 接点で、開離 1 回に許されるアーケエネルギー W_a を $3 \times 10^{-6} \text{ J}$ とし、接点電流 I_0 が 0.6 A の場合、保護抵抗 r は第 1 表に示した β, γ, V_m の値を用いて (付 11) 式より $r = 118 \Omega$ となる。

UDC 677.01: [621.317.39+628.977.1]

報 告

36-3

繊維工業専門委員会調査報告(要旨)*

繊維工業専門委員会†

繊維工業専門委員会は昭和 31 年 2 月、各方面からの要請により発足し、その業界の特殊性から関西に設置された。その初期の目的、計画により繊維工業における生産の合理化、自動化にもっとも関係が深い事項、たとえば計測、自動制御などの調査を行ったが、初めの討論において取り上げるべき事項が多かったため、以下の六つの小委員会を構成した。

第 1 小委員会：繊維工業における静電気障害ならびにその対策に関する調査。

第 2 小委員会：繊維工業における水分測定に関する調査。

第 3 小委員会：繊維工業における張力測定に関する調査。

第 4 小委員会：繊維工業における電動機に関する調査。

第 5 小委員会：繊維工業における照明に関する調査。

第 6 小委員会：毛の精紡機の糸切れ発見に関する調査。

本報告はこれらのうち、第 1、第 2、第 3、第 5 小委員会の報告をまとめたものである。

1. 繊維工業における静電気障害に関する調査報告(第 1 小委員会)

近年繊維工業においては、生産機械が高速化され、絶縁度の高い人造繊維が発達し、さらに樹脂染色や表面加工が盛んになったので、生産工程に静電気による障害がしばしば発生するようになった。その発生状況、障害防止対策についての調査結果が報告されている。

(1・1) 静電気による障害 帯電による障害を大別すると、(1) 生産低下(作業不能または機械の効率低下)、(2) 品質低下(不良品やくず物の増加)、(3) 作業低下(作業者が電撃をうけるために起る作業障害)、(4) 災害発生(火災や爆発事故の発生)などである。紡績工程、織布仕上工程、染色整理工程などについて障害の模様を調査した結果、カード、練じょう機、前紡機、精紡機、のり付機、織機、サンフォライズ機、およびカレンダーで障害をみとめた。

(1・2) 静電気の発生 帯電現象の理論的解明につ

いては古くから種々の論があるが、いずれも最終的なものではない。繊維における帯電は接触と摩擦によるものであるが、これらに関する種々の理論を調査し、解説をしている。さらに各種繊維について帯電測定を行い、帯電序列を決定して従来発足されたものと比較している。

(1・3) 静電気の測定器 静電気測定器を大別すると、(1) 容量式(直流容量式と交流容量式)、(2) 抵抗式、(3) その他、がある。各方式について原理ならびに特性の解説を行い、使用上の注意事項につき述べている。

(1・4) 静電気障害の防止対策 静電気障害を防止するためには、(1) 静電気の発生をできるだけ少なくする、(2) 発生した静電気をすみやかに逃がす、(3) 発生した静電気を中和する、などの処置が必要であるが、その方法として以下のようなものについて解説している。

(1) 機械の接地および接地導体、(2) 異種の電荷の誘導および同種の接触面の形成、(3) 湿度調整、(4) 高圧放電法、(5) 放射線の応用(α , β , γ 線による)、(6) 除電剤の使用。

(1・5) 測定結果 カード、サンフォライズ機、カレンダーなどについて実測した結果を述べ、高圧放電法における有効な印加電圧条件を記してある。

2. 繊維工業における水分測定に関する調査報告(第 2 小委員会)

綿、羊毛などの天然繊維は環境の湿度に応じて含有する水分が変動し、品質向上、熱管理などの点から水分を管理する必要がある。一方、人造繊維も静電気障害などの点から湿度調整を要するが、いままでは絶対乾燥法(乾燥させて重量の減少より水分を知る方法)によっていたため、人手と時間がかかり、管理、制御が充分行われなかった。本委員会ではこの点を改良するため、水分の連続測定法につき調査実験を行った。

(2・1) 繊維工業における水分管理 いままでの水分管理法につき調査解説を行い、測定法として電気的方法を推薦している。

(2・2) 繊維中の水分の電気的測定法 抵抗法、容量法、マイクロ波法および静電気法がある。抵抗法は繊維の電気抵抗を測定して水分を知る方法で、(i)ブリッジ法と(ii)真空管電圧計法、とがある。感度はあまりよくなく、連続測定においては静電気の影響がある。

† 委員長 蔵田為三(東洋紡)、幹事 桜井良文(阪大)、西村完三(東洋紡)、委員 熊谷三郎(阪大)、沢 勘三郎(島津)、杉山正夫(大和紡)、牧野 進(東芝)、佐古田正昭(化繊協)、岡本 博(日立)、宗村 平(三菱)、大川堅三(富士)、山口次郎(阪大)、孝石欣太郎(日紡)、工藤 進(帝人)、田中 晋(東レ)、松本 茂(日毛)、高須孔武(松下)、柴田伊一(横河)、高石清治(鐘紡)

* 本稿の全文は「電気学会技術報告 第 43 号」に掲載されている。

容量法は繊維の誘電率が水分により変化することを利用するもので、(i) 交流ブリッジ式、(ii) 電子管周波計式、(iii) 容量置換式および (iv) 複々同調回路式などがある。抵抗法にくらべて信頼度が高く、特に (iv) がすぐれている。

マイクロ波法はマイクロ波の吸収が水と繊維とは大きく異なることを利用するもので、水以外のものを間違えて検出することはない点が有利であるが、価格の点に問題がある。静電気法は摩擦に際して発生する電荷の量が水分によって異なることを利用するもので、いまのところあまり使われていない。

以上の各種測定器が各社においていかに実用されているかを表によって示してある。

(2・3) 電気式水分測定器試験要項 以上の各測定法が原理的には認められながら、現場でなかなか実用されないのは信頼度、安定性、保守などの点で問題があったからで、この点を解決するため、本委員会では測定器の試験要項を作った。試験要項は静止試験と走行試験の二つよりなり、環境条件の変動や試験条件の変化による結果についての判定基準を決めている。また、この要項に基づいて実験した例をも示している。

(2・4) 連続測定器による二三の実験結果 ブリッジ式、交流ブリッジ式、電子管周波計式および複々同調回路式測定器を用い実際の機械で実測した結果について示してある。絶乾法によるものと比較してあるが、複々同調式がもっともよい結果を示している。しかし、実際の工程ではのりと水分との関係などむずかしい問題が残されていることが明らかとなった。

以上の結論として水分計使用の可否、水分計の優劣などを一覧表にし、今後の問題点を明らかにした。

3. 繊維工業における張力測定に関する調査報告 (第3小委員会)

繊維工業の紡績、織布、染色仕上などの各工程では繊維や布が機械を通るとき常に引張り力が作用し、その際に大きな伸度を示すことが多いから、これらは製品処理機械の機能を大きく支配し、したがってその品値にも重大な影響をおよぼす。この対策にはいろいろの方法が考えられているが、調節には測定が重要である。しかし、測定されるものの状態が一定でなく、大きさもまちまちであるので、張力測定の問題は広い範囲にわたっている。ここでは各種張力測定法について調査し、人絹紡糸機における張力測定器を特にとりあげて詳しく調べている。

(3・1) 張力測定法 張力の測定法は大別して電気的測定法と機械的測定法とにわけられる。

(3・1・1) 電気的方法 これには (i) 電磁式、(ii) 差動変圧器式、(iii) 磁わい式、(iv) 静電容量式、(v) ひずみ計式、および (vi) 光電式がある。

(3・1・2) 機械的方法 電気的な方法にくらべると精度はわるいが、簡単であるので多数製作され、(i)

スプリング式と (ii) エア・マイクロ式とがある。

(3・2) 繊維工業における張力測定 繊維工業における張力測定の必要とされる個所、品名とその測定範囲について各社にアンケートを出して調査を行い、その結果を示している。これによると小は 10 g 以下より大は 100 kg にもおよんでいる。また、同様な調査を各方式の測定器について行っている。実測結果としては粗紡機、精紡機、のり付機およびコーン・ワインダなどについて行ったものが示されている。

(3・3) 人絹紡糸機における微小張力測定 人絹紡糸機ではノズルを出た未再生糸が凝固液中で大きい張力をうけると糸質を害するので、10~50 g の張力を±1% の精度で測定したい。これについて本委員会では仕様書を作り、磁わい形測定器について検討をし、実測した。硫酸による腐食などの問題があるので困難さがあったが、ある程度の成果を得た。

以上の調査から、繊維工業においては、(i) 検出器の接触できるもの、(ii) 撃衝的張力、(iii) 耐酸、耐食、(iv) 取り扱いの点などいろいろな条件があり、それぞれに応じて考慮を払う必要がある。

4. 繊維工業における照明に関する調査報告 (第5小委員会)

繊維工業においては工程により必要とされる照度は異なる。本委員会は繊維工場における照明設計の基礎資料として、現段階においてもっとものぞましい照度の標準値を決めるため、各社の実情を調査、検討を重ねた結果、一応の結論を得た。

(4・1) 工場照明の要件 工場照明の要件についての一般的解説である。

(4・2) 繊維工業における照明の特長 紡織部門では作業対象が早く動く細い糸がおもなものであるため、明るい全般照明と方向性をもった局部照明の両者が必要である。また化学繊維部門では耐酸、耐爆を考慮した照明器具を用いる。

(4・3) 本委員会の調査結果 繊維工業を次の4部門に大別し、それぞれ次の各社について照明の現状を調査した。

(1) スフ紡・綿紡：東洋紡、鐘紡、大和紡、敷紡、帝人、東洋レ

(2) 織布：鐘紡、大和紡、東洋紡、帝人、東洋レ

(3) 毛：大和紡、日毛、日紡、東洋紡、鐘紡

(4) レーヨン：帝人、東洋紡、大和紡、東洋レ

各部門とも種々の機械の基準面における照度を測定した。光源としてはけい光灯と白熱灯の両者を用い、最大、平均、最小値を調べた。

(4・4) 推奨照度 上の結果から4部門の各工程に対する推奨照度(標準照度と照度範囲)を決めた。

このようにして定めた推奨照度と実測データはJISの制定に参考資料として提出した。

UDC 669.19.005:621.313.1:621.771.1

圧延用イルグナ設備に関する調査報告 (要旨)*

報 告

36-4

製鉄工業専門委員会†

製鉄工場では、鋼塊、厚板、大形鋼などを圧延する場合には、もっぱら逆転式圧延機が用いられ、圧延電動機には、直流電動機が、その制御には、はずみ車を併用した交流直流変換機すなわちイルグナ設備が採用されている。イルグナ設備では、圧延電動機にかかる短時間的なはげしいピーク負荷は、変流機のはずみ車効果により、交流側で著しく平滑化され、電源に与える影響が緩和される。さらに、交流電動機の容量を小さく設計できる特長がある。

製鉄工場にとって、イルグナ設備は単位容量が大きく、使用台数も比較的多い、作業上きわめて重要な代表的電気設備の一つであって、その設備ならびに負荷の実態を調査することは、今後の設計、運転、保守上有意義なことである。

本委員会の調査した製鉄7社の集計は、設備数21、圧延電動機総容量112,493kW、直流発電機総容量127,950kW、誘導電動機総容量97,610kWで、ほぼ昭和33年度のわが国の実数を示すものである。用途別では、分塊圧延用15セット、条鋼圧延用6セット、鋼板圧延用(帯鋼粗圧延用を含む)5セットである。イルグナ設備としての記録的容量は、圧延電動機6,000HP×2、発電機2,500kW×4、誘導電動機9,000HPである。

一般に、圧延電動機にはアメリカNEMAの圧延電動機規格が採用されており、B種50deg温度上昇、常用最大トルク225%、非常最大トルク275%の仕様が多い。7,000HP以上の大容量機には上下ロールを別個に駆動する双電動機式(Twin drive system)が用いられている。

圧延電動機とイルグナ変流機の容量比は、各機の容量決定に際して重要な目安になるもので、集計の結果、分塊圧延では平均して、直流発電機/圧延電動機=1.11、誘導電動機/圧延電動機=0.81、条鋼圧延ではそれぞれ、1.13、1.00、鋼板圧延ではそれで、1.16、

0.90 となっている。

圧延電動機の電圧制御、界磁制御、電流制御には、昭和26年以降、増幅発電機、磁気増幅器を用いた急速励磁方式が採用されてきている。

イルグナ設備の実態負荷調査は、分塊設備14セット、条鋼設備6セット、鋼板設備4セットについて行い、もっとも多くの割合をしめる圧延負荷と、最大の出力を必要とする圧延負荷について、圧延電動機、発電機の常用最大電圧、電流、回転数、非常最大電流、RMS電流、温度上昇、整流、誘導電動機の常用最大電流、RMS電流、温度上昇、回転数、最大すべりなどを測定調査した。第1表はその一部で、イルグナ設備の実態負荷(%)の算術平均を示したものである。

第1表 各種圧延機用イルグナ設備
実態負荷調査総括表

	最大の出力を必要とする圧延			もっとも多くの割合を占める圧延		
	分塊	条鋼	鋼板	分塊	条鋼	鋼板
圧延電動機 常用最大負荷電流 (%)	220	231	145	193	180	145
常用最大負荷電流の常用 最大負荷電流定格値に 対する割合の平均 (%)	90	93	64	88	80	62
圧延電動機 負荷電流の PMS 値 (%)	69	64	40	67	60	42
圧延電動機 常用最大負荷電力 (%)	189	220	144	162	171	144
誘導電動機 常用最大負荷電流 (%)	99	101	91	93	89	100
誘導電動機 負荷電流 RMS 値 (%)	61	63	60	57	59	65
イルグナ変流機 最大すべり (%)	14.4	9.8	8.4	12.7	7.7	8.9

これらの結果から、次の点が指摘されている。

圧延電動機常用最大負荷電流は、分塊および条鋼ではほぼ定格値いっぱいであり、ある場合には設備の限度をこえて運転しているものもある。分塊と条鋼の常用最大負荷電流の常用最大負荷電流定格値に対する割合の平均は、90~93% となっており、100% をこえる圧延パスのあることを暗示している。

圧延電動機負荷電流の RMS 値は、常用最大負荷電流が定格いっぱいで使用されているのに対し、分塊、条鋼で60~70%、鋼板で40% にすぎない。このことは、圧延電動機の常用最大負荷電流定格値の選び方に、なお検討の余地があることを示している。

† 委員長 木村五郎(八幡製鉄)、幹事 工藤奈良男(八幡製鉄)、森沢一栄(電試)、委員 安藤一三(富士製鉄)、井上清二(日立)、石黒敏郎(明電舎)、小林積次(日本鋼管)、菅原 徹(神戸製鋼)、宗村 平(三菱電機)、武 隆志(芝電気)、武内志郎(富士電機)、中島清治(川崎製鉄)、長谷川敏吾(鉄鋼連盟)、真鍋利重(住友金属)、三山 尊(東大)、守田 正(安川電機)、山川重一(東芝)、幹事補佐 古閑栄敏(八幡製鉄)。

* 本稿の全文は「電気学会技術報告 第44号」に掲載されている。

誘導電動機の常用最大負荷電流は、分塊、条鋼、銅板とも、90～100%程度で、現在、選定されている最大トルクの定格値 250～300% は過大であったといえる。負荷電流の RMS 値は、分塊、条鋼、銅板とも 57～65% である。また厚板では、圧延電動機の RMS 値 (%) より、誘導電動機 RMS 値 (%) のほうがかなり大きく、(40～42% に対し 60～65%) 定格容量の選定に一考を要する。

イルグナ変流機の最大すべりは、条鋼および銅板 7.7～9.8%，分塊で 12.7～14.4% とかなり大きい。このことは誘導電動機の最大負荷電流が 90～100% であることと考え合わせると、電動機二次に、ある程度、抵抗をそう入し続けながら圧延が行われていることを示しており、効率の悪い使い方になっているよう

である。二次抵抗を減らし、すべりを小さくすれば、多少負荷電流は増加するが、イルグナ変流機としては平衡のとれた効率のよい使い方となる。

圧延電動機、発電機の電圧は、ほぼ 100% に近いところで使用されているが、85% 以下で使用している例もある。これらはみな整流が悪く、発電機の整流によって電圧の制限される場合のあることを示している。圧延電動機、速度範囲はほとんど強め界磁の範囲で、弱め界磁範囲いっぱいを使用することはほとんどない。圧延電動機の整流は整流号数の平均 No. 2～No. 3 であるのに対し、発電機では No. 4 となっており、発電機の場合 No. 4 をこえるものがかなりあることは満足すべき状態ではない。今後、設計、製作、保守の面で、充分検討すべき問題である。

求 人 ・ 求 職

本欄に掲載を希望される会員は下記申込記載事項を記入し、料金(求人・求職とも 1 件 500 円)を添えて学会事務局宛にお申し出下さい。申込締切は毎月 20 日で翌月号に掲載します。

なお「求人」申込に対しては、所轄の公共職業安定所に職業安定法第 35 条但書の規定による「事前通報」を提出し「事前通報処理済書」の交付を受けて添付して下さい。

求人欄申込記載事項 1. 職種(詳細に) 2. 学歴 3. 年令 4. 勤務地 5. 勤務地外に居住する応募者に対する事項 6. 給与 7. 選考地(旅費等支給の有無) 8. 締切年月日 9. 連絡先 10. その他必要事項 11. 会社名

求職欄申込記載事項 1. 氏名(生年月日) 2. 住所 3. 学歴 4. 職歴(詳細に) 5. 希望職種(詳細に) 6. 希望勤務地 7. その他

本欄は紙面を有料で提供するだけで、掲載事項に関する照会・仲介・あっせん等は本会ではいっさい致しませんから求人・求職とも直接交渉願います。

求 人

1. 職種: 計測関係の研究製造, 2. 学歴: 大学電気科卒業(弱電および計測関係)で計測工学に経験ある者, 3. 年令: 30 才まで, 4. 勤務地: 東京本社, 5. 給与: 月給 40,000 円, 他交通費 1,000 円, 昼食支給, 6: 提出書類: 自筆履歴書, 卒業証明書, 成績証明書, 写真, 身体検査書, 7. 締切日: 昭和 36 年 9 月 30 日, 8. 選考地: 東京本社(旅費支給, 試験日は連絡次第通知する), 9: 連絡先: 株式会社ケット科学研究所〔東京都大田区馬込町東 3 の 643, 電話東京 (771) (2151～5)], 10. 本社事業内容: 水分測定器の製造と研究(従業員 120 名, 資本金 800 万円, 独身寮あり), 11. その他: 優秀なる者に対しては大学研究室に勉学制度あり, また海外派遣することもある。

株式会社 ケット科学研究所

求 職

1. 氏名: 渡辺 雅(昭和 12 年 8 月 14 日生), 2. 住所: 長野県下高井郡木島平村高石 3,705, 3. 学歴: 昭和 31 年 4 月信州大学工学部電気科入学, 36 年 3 月卒業, 4. 職歴: 昭和 36 年 4 月高見沢電機製作所へ入社(品質管理課製造技術係で図面, 部品表などの作成担当) 36 年 7 月 20 日退職, 5. 希望職種: 電気計装方面の開発, 設計, 6. 希望勤務地: 東京, 神奈川近傍に限る, 7. その他: 寮設備を望む。 (1387 ページへ続く)

UDC 621.313.13-71:621.771.1:669.19

報 告

36-5

圧延電動機冷却方式に関する調査報告 (要旨)*

製鉄工業専門委員会†

製鉄工場の圧延電動機は、一般に高温多湿、しかも鉄じんなどの多い悪条件下で使用されるので、冷却通風に関しては、充分な注意をはらわなければならない。冷却方式の決定には、運転、保守上の便宜、建設費の大小なども考慮する必要があるが、比較的文献、資料が少なく、特に実施例に関する報告がまれであったので、本委員会では比較的問題の多い、熱間圧延機の冷却方式および空気清浄器の調査を行った。

調査対象は 22 工場である。通風冷却方式に関しては、冷却方式の区別、主圧延電動機出力、押込送風機、誘引送風機の風量、風圧、出力、電気室体積、エアフィルタ風量、取入口空気温度、電気室温度、温度上昇などを調査し、その結果を集計して、第 1 表を得ている。表中の数値は冷却装置の設計、計画に際して、有力な目安となる。通風方式では 22 設備全部が非循環式で、アップドラフト 10 (45%)、ダウンドラフト 12 (55%) の割合になっている。人体におよぼす影響ではアップドラフトの場合夏期温度上昇が高すぎるとい意見が圧倒的に多く、一方、ダウンドラフトの場合、騒音が大きく、冬期寒すぎるとい意見があり、いずれの場合も空気調和を行った監視室の必要性を感じさせる。機器におよぼす影響では、アップドラ

フト、ダウンドラフトともだいたい良好で、両者に大差はない。

空気清浄器は、22 工場、23 設備について調査したが、回転油膜式 18 (78%)、固定油膜式 1 (4.4%)、乾式ガラス繊維式 1 (4.4%)、湿式多段サイクロン (8.8%)、水洗浄式 (4.4%) の設備割合で、回転油膜式が圧倒的に多い。調査項目としては、形式、清浄能力風量、効率、床面積、縦横寸法、事故、定期保守の回数、1 回の手入時間、1 回の手入に必要な消耗品量、年間消耗品または保守用品の量などがあり、調査表ならびに集計表が報告されている。

総合すると、回転油膜式は、部分的に細かい要求はあるが、だいたい効率、床面積、縦横寸法、保守、維持費よりみてすべて良好である。ただし、油の自動清浄装置を付けたいという意見が多い。固定油膜式は縦横寸法は小さくてすむが、効率、保守とも劣るといわれている。乾式ガラス繊維式は、効率、縦横寸法、保守、維持費とも劣る。湿式多段サイクロンは効率、保守回数は良好であるが、床面積、縦横寸法大となり、水系統の事故が多い。水洗浄式は縦横寸法は小さくてすむが、効率、保守回数が劣り、断水の場合は電気機器の温度上昇が大となる欠点がある。

第 1 表 通 風 冷 却 方 式 調 査 資 料

調 査 項 目	通風方式またはミル設備による分類	調 査 結 果		
電気室夏期温度上昇平均	アップドラフト ダウンドラフト	9.25 deg 4.14 deg		
他冷機器合計出力 (kW) 主電動機出力 (kW) の平均	分塊、厚板、半連続式ホットストリップ (仕上 MG) 全連続ホットストリップミル (仕上 MG) 半連続ホットストリップミル (仕上 MR) 線材ミル	(最小) 2.65	(最大) 3.44	(平均) 3.06 2.34 1.58 1.00
機器冷却送風機合計風量 (m ³ /min) 他冷機器合計出力 (kW) の平均		0.287		
送風機設備風量 (m ³ /min) 他冷機器合計出力 (kW) の平均	アップドラフト ダウンドラフト	0.314 0.673		
電気室体積 (m ³) 他冷機器合計出力の平均 (kW) の平均		(最小) 0.227	(最大) 1.90	(平均) 0.90
電気室押込合計風量 (m ³ /min) 誘引合計風量 (m ³ /min) の平均		1.47		
電気室押込合計風量 (m ³ /min) 電気室体積 (m ³) の平均		0.418		
エアフィルタ風量 (m ³ /min) 押込送風機風量 (m ³ /min) の平均		1.04		

† 委員の構成は前報告 36-4 と同じである。

* 本稿の全文は「電気学会技術報告 第 44 号」に掲載されている。

UDC 621.365.2:621.3.01:669.187.012.4

製鋼用アーク炉に関する電氣的諸問題 (要旨)*

報 告
36-6

製鉄工業専門委員会†

製鋼用アーク炉は、製鉄工場においてもっとも電力を消費する設備の一つであるが、その設備台数、容量はともに急速に増大する傾向にある。したがって、製鉄工業における技術問題の一つとして、本委員会では取り上げ、資料を持ち寄り、特に5項目について、問題点と対策を論議、検討した。(1)アーク炉用変圧器容量とその形式および一次電圧、(2)不揃投入、無負荷しゃ断時におけるアーク炉用変圧器に発生する異常電圧の抑制、または吸収方法について、(3)アーク炉用しゃ断器の種類と容量、(4)電極自動昇降装置、(5)アーク炉の電極把持器の接触面の構造および絶縁対策、がそれである。以下簡単にその内容を紹介する。

アーク炉用変圧器の最大容量の実績は20,000kVAであるが、この程度の変圧器になると、送油水冷(風冷)式、負荷時タップ切り換えで、一次電圧は20~70kVが採用される傾向にある。60~70kV受電のときは、変圧器自体としては受電用変圧器を別置して10~20kVに落したのち、炉用変圧器に接続する2段落しの場合より、1段落しのほうが重量比、損失比とも有利である(15,000~25,000kVAの場合)との報告が出ている。

アーク炉用変圧器設備に対する技術的要求には、(1)落雷ないし開閉サージに対する耐絶縁性、(2)大きな二次電流、短絡電流に対する電氣的効率、機械的耐力、(3)広範囲な電圧調整範囲、(4)確実なしゃ断器、(5)力率改善、(5)耐じんあい性、などがあるが、特に(4)は困難な問題で、操業上からくるひんぱんな開閉に耐え、かつ高圧、高しゃ断容量をもつ充分信頼できる製品はいまのところない。ただ、変圧器を特殊結線とし、三次結線回路で負荷をしゃ断する方法があり、これによれば、しゃ断器は一次、二次電圧とは無関係に10~20kVの小形しゃ断器を使用でき、かつ、過渡励磁電流の突入、負荷時電圧切換え力率改善に対しても有利といわれている。

アーク炉変圧器に発生する異常電圧は、高圧しゃ断器の不揃投入時と、励磁電流しゃ断時の異常電圧が重視される。前者は第1相電圧により静電的に二次巻線に分圧される電圧で、サージ吸収器として、低圧側各相端子と大地間にコンデンサを入れることにより吸収される。後者は他力的な消弧方式を用いたしゃ断器で、しゃ断時に電流さい断を生じる場合に起きやすく、変圧器巻線のインダクタンス中の電流急変により生じる異常電圧であって、これを抑制する方法としては、しゃ断器に並列抵抗をそう入する抵抗しゃ断方式があり、6倍近い異常電圧を2.5倍に低減した例がある。また、変圧器に並列にコンデンサを入れる方法もある。

アーク炉用しゃ断器は、1日に数十回ないし100回にも達する開閉のため、接点の損耗、保守、点検が容易でない。このため、負荷電流開閉用と短絡電流保護しゃ断用とを併用する考え方もあるが、最近では空気しゃ断器が推奨され、油の交換、ろ過が不要で、接点の寿命が長い、機構が丈夫であるなどの特長が上げられている。また10kV以下には、一般電力用の磁気しゃ断器が推奨される場合もある。

電極自動昇降装置には、増幅発電機を使用した無接点連続制御方式が開発され、無接点のため動作が確実で保守が容易なこと、速応性の高い連続制御であること、操業中広範囲に電流の調整が可能であること、などの利点により、従来の継電器式に代わり多様されている。

アーク炉の電極把持器の接触面は、大電流を通し、かつ高温の炉上で使用されるため、過熱、損傷を生じやすい。したがって、その構造、材質の選定には充分注意が必要である。一般に接触面の材質は銅を使用し、把持器は銅铸件か鋳鋼またはステンレス鋼铸件で造る。いずれも内部は水冷するが、鋳鋼、ステンレスのほうが寿命は長いといわれている。

把持器の絶縁についても一言しているが、省略する。

† 委員の構成は前報告36-4と同じである。

* 本稿の全文は「電気学会技術報告 第44号」に掲載されている。

UDC 621.315.337.4.001.4: 620.199.918.2

報 告

36-7

各種エナメル線の耐熱寿命試験報告 (要旨)*

マグネットワイヤ専門委員会†

最近合成化学の著しい進歩に伴ない種々の合成樹脂を絶縁皮膜とした新しいマグネットワイヤが現われてきた。これらのものはそれぞれ特性が異なるので、その長短を知って適切に使うために便利な資料の作成が各方面から希望されていた。その目的に答えるために昭和 31 年 12 月、電気学会電線技術委員会の下に本専門委員会が設けられ、電線メーカー 7 社、電機メーカー 7 社、電気試験所および日本電機工業会から委員を出して運営されることとなった。

たまたま E 種、F 種などを取り入れた電気機器絶縁に関する新しい規格が IEC Publication 85 (1957) として公表され、JEC「電気機器標準特別委員会」でも電気学会の熱区分専門委員会の協力を得てその規格化に努力中であつた。

本専門委員会もこれに協力すべく、アメリカのホルムバール線およびわが国で比較的多く用いられている電動機用エナメル線数種につき、簡単に機械的な耐熱寿命試験法として代表的な AIEE No. 57(1955) のより合せ試験片法で試験を行ってみた。

この報告は主として上記の試験方法と本委員会の試験結果を紹介し、AIEE 委員会の試験結果と比較しているだけでなく、乱巻回転電機の絶縁組織の評価法としては、単なるより合せ試験片法よりもっと機能的試験法というべきモートルレット法や、なお実情に近いモータ試験法の結果を AIEE の報告から引用している。

これらの耐熱寿命試験法は絶縁材料の熱劣化過程には脱水素、重合などの一次の化学反応が一般に適用され、劣化温度 T と寿命 t との関係式

$$t = Ae^{-B/T} \quad (A, B: \text{定数})$$

から、対数寿命と $1/T$ との関係が直線で示される事実に基づいて、最高使用温度より高いしかも少なくとも 20°C 間隔の 3 温度点による促進試験結果から、使用温度に外そうして寿命を推定しようとするものであ

る。

しかしモータの使用条件は千差万別であるから、エナメル線をより合せ、加熱、冷却、電圧印加のサイクルをくり返し、絶縁破壊するまでの加熱時間の合計をもってその加熱温度における寿命時間とするより合せ試験法は絶対的な方法ではないが、AIEE だけでなく、IEC でも公認されようとしている代表的方法といえよう。

本委員会の試験結果ではホルマール線を A 種と想定し、その耐熱寿命約 40,000 h を基準とした場合、アメリカ製ホルマール線 (ホルムバール線) と国産ホルマール線の間には耐熱性に差異がほとんどなく、またポリウレタン線 (D-800/D-AP) はこれより若干耐熱性が高い。ポリウレタン線 (D-950/D-CT)、ポリエステル線および変性シリコーン線はホルマール線より約 $50\sim 60^\circ\text{C}$ 高い耐熱性を示した。

それは AIEE 委員会報告と比較的近似した値を示しており、エナメル線の耐熱寿命試験方法としてかなり再現性のある良好なものであることが確認された。

また、より合せ試験はモートルレット試験あるいはモータ試験とも比較的密接な関連性があることを AIEE 委員会では報告しているが、前述のように絶対的な方法といえないので、エナメル線を個々の電気機器に適用する場合は、さらに振動などの実用条件を加味したより機械的なモートルレット試験またはモータ試験を行うことと推称している。

なお“電気機器絶縁の種類”(JEC-147 1960)の審議にあたっては関係委員会間で協議を行い、前述の結果および各種の試験方法に関する他の諸文献などを考慮して、次のように決定されたことを述べている。

ホルマール線は IEC の表では E 種 (副) に分類されているが、耐熱性が特にすぐれたものは別として、一般には、現状では A 種 (主) が適当であろうということになった。

ポリウレタン線 (D-800/D-AP) は使用経験が少ないので IEC 案どおり E 種とした。

ポリエステル線、変性シリコーン線は、前述の諸種試験ではホルマール線より約 $30\sim 40^\circ\text{C}$ 高い耐熱性を有すると考えられるので、熱区分表では B 種 (副) に入れた。

† 委員長 武田 新 (電機工業会)、幹事 吉岡 浩 (電試)、委員 井川昌次郎 (古河電工)、井関 昇 (富士電機)、泉 正裕 (住友電工)、石黒敏郎 (明電舎)、磯部昭二 (日立)、大沢利克 (昭和電線)、大橋謙蔵 (東芝)、加藤 清 (大日電線)、岸本市松 (安川電機)、斎藤俊三 (日本電線)、高須孔武 (松下電器)、浜中亮治 (藤倉電線)、間瀬喜好 (日立電線)、森田義男 (三菱電機)、幹事補佐 北村俊夫 (電機工業会)

* 本稿の全文は「電気学会技術報告 第 44 号」に掲載されている。

UDC 551.594.2

雷 の 気 象 と 雷 の 電 気 の 起 源

技術綜説

36-12

畠 山 久 尙[†]

1. 雷とはどういう現象か まず雷とはどういう現象かということから考えてみたい。気象庁で決めている「気象観測法」によると、雷という天気は、電光、雷鳴が起っているか、あるいは雷鳴の並または強程度のものがある場合ということになっている。すなわち電光だけの場合や遠雷の場合は除かれるのであるが、とにかく電光、雷鳴という電気現象が誰にもわかる程度に起っていることが条件になっている。

このことから、ただ入道雲が出ただけとか、その中から2, 3回の遠雷が聞こえたくらいでは、雷という天気には数えないことがわかる。雷鳴は電光放電の結果として起るのであるから、これは大して意味がない。「積乱雲」(雷雲)の中で、初め電気的にはなにもなかった所へ強い上昇気流が直接または間接の原因となって正負の電気の分離が起り、分離した正負の電気の間で雲内放電、雲の中の電気と地面との間で落雷を起すのである。

積乱雲は気層の重なり方が不安定のとときに発生するものである。不安定な気層の重なり方というのは、低い所の空気が軽すぎるか、高い所の空気が重すぎるか、または両方の条件を兼ね備えた場合である。こういう場合には強い上昇気流が起り、最初にできた積雲はどんどん発達して「雄大積雲」になる。これがあの頭のもくもくした“花やさい”の形の時期で、一般にはこのときの雲の形を入道雲といっている。しかし頭のもくもくしているうちはまだ雷としての電氣的な活動は始まっていないことが多い。

そのうちにこの大きな積雲の頭の中で、氷の結晶すなわち雪がで始める。そうすると雲の頭のもくもくした形は急にくずれ、細い糸のような、あるいは、はけではいたように見える雲が現われる。こうなれば雲の中では電光も飛び、雷鳴も聞える立派な積乱雲である。

氷の結晶でできた部分はだんだんに広がって、朝顔の花の形にみえるので「朝顔雲」ともいい、かじ屋で使うかなとこに似た形とも見て「かなとこ雲」ともいう。かなとこ雲の高さはたいてい10 km 以上、高いものでは15 km 以上になるものもある。

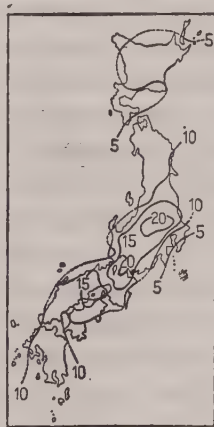
2. 世界および日本における雷の分布 まず地球上全体における雷雨日数の分布を調べてみよう。第1図をみてすぐわかることは、地球上で雷雨の多い所は低緯度で陸地にあたる所で、一番多い所では30%をこしている。すなわちフィリピンからスマトラ、ジャワ、ニューギニアにかけての地域、中米から南米北部にかけての地域およびアフリカ中部が30%で一番多く、1年を通じ3日に1日は雷雨がある勘定である。

日本における雷雨日数は夏の分を第2図に、冬の分を第3図に示した。日本国内で夏に雷雨の一番多いのは、群馬県から栃木県へかけての北関東地区、滋賀、三重県境の鈴鹿山脈を中心とする地区、それから日田盆地を中心とする北九州の地区である。多い所は夏だけで30日に達するから、3日に1日はあることになる。地方ごとのもっと細かい分布を示す図も、夏季だ

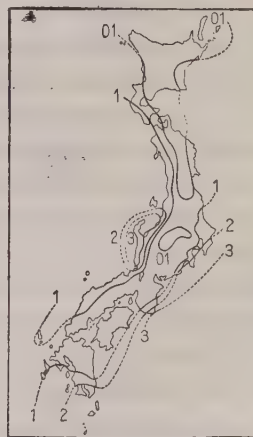
0 10 20 はん度をパーセントで表わしている



第 1 図 世界の雷雨日数分布



第 2 図 日本の雷雨日数 (夏)



第 3 図 日本の雷雨日数 (冬)

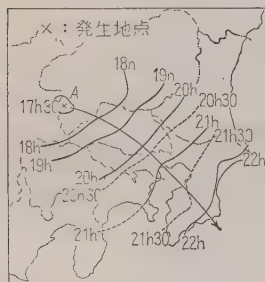
[†] 東京管区気象台長 理学博士

けについてはできている。

実際の雷の起り方は「かみなり3日」といういい伝えがあるとおり、3日ぐらい続いて起り、その後5、6日は雷のないような気象状態の日が続き、また雷が3日ぐらい続くというようにくり返す。

日本で冬に雷が多いのは北陸を中心とする日本海沿岸の地域である。しかしその日数は夏にくらべれば比較にならないぐらい少ない。この雷は大陸から押し出してくる寒冷前線に伴なうものである。この種の雷は普通「前線雷」(界雷)と呼ばれるものであるが、昭和15年6月20日の晩、東京を襲った雷雨について雷雲の構造を詳しく調べたものがある。この雷雨は市内約20個所に落雷し、そのうち麹町区(現千代田区)大手町の航空局に落雷したものは、それが火元となって大蔵省、企画院、対満事務局、税務監督局、中央気象台などの官庁街を焼失してしまった。

3. 雷雲の構造⁽¹⁾ ある一つの系統の雷雨の雷鳴が聞え始めた時刻を地図の上に記入し、19時とか20時とかに雷鳴が聞え始めた線を引くと、それは規則正しいものになる。これを「同鳴線」というのである。この例を示すと第4図のようである。これからすぐに、

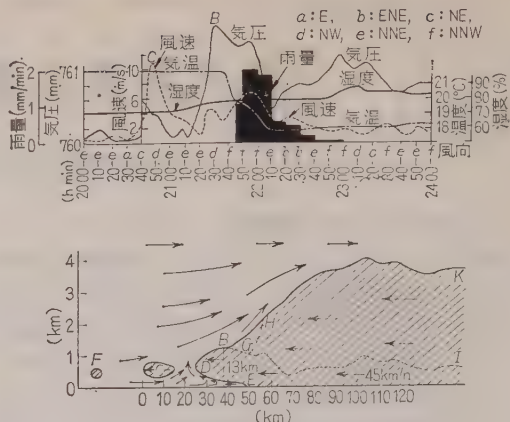


第4図 昭和15年6月20日の雷雨同鳴線。……ほうちにあるわけである。

この日の天気状態を調べてみると、この雷雨は南東のほうへ進んでゆく寒冷前線に伴なうものであった。このように前線雷は数十ないし百数十キロメートルの幅をもって何百キロメートルという距離を掃くように通ってゆくのが特徴である。

さてこの日に東京で観測したいろいろの気象要素の値を図に示すと第5図のようであり、これから上空に冷たい空気がどんな形ではいつてきたかを推算したものも同図に図示してある。第5図のうち気圧曲線を見ると、20時10分、同40分、21時30分に山があるが、雷雨のときにはこういうことがよくあって、「雷雨の鼻」と呼ばれている。

気圧が高くなったということは、その場所の上にある空気の目方が増したのだから、暖かい空気の代わり



第5図 雷雲の構造

に冷たい重い空気が入れ替ったと考えなければならぬ。冷たい空気の高さは、気圧の曲線と相似形になるはずである。なお気温や風向を参考にする、21時40分まではまだ冷たい空気が地面にこないで、上空だけにきている。それでF C E D B G Iの曲線が得られる。21時45分から黒く表わしたように雨が降っているが、これは空気中の水分が落ちてきたので、空気はそれだけ軽くなったわけである。雨が落ちる前の状態を考えると、冷たい空気はそれだけ厚くなければならない。

このように考えると、G Iの代わりにG H Kの曲線が得られる。それに上昇気流の加速度で気圧が低すぎるように観測されていることを考慮して、B G Hの代わりにB Hの曲線が得られる。このようにして冷たい空気の形は斜線を施した部分として得られるのである。これが図の右から左へ、時間の経過とともに毎時45km(東京付近で)の速さで通りすぎて行ったわけである。

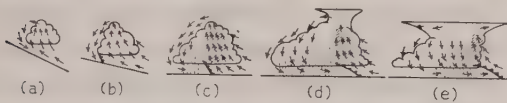
4. 前橋付近の雷雲およびその電気の研究 雷には熱雷、前線雷(界雷)、低気圧性雷(うず雷)の種類があるということは、気象の教科書によく書かれている。従来は低緯度の雷や夏の雷は熱雷であるというように簡単に考えられがちであった。しかし1940年から1944年の夏まで、日本学術振興会の雷災防止第9特別委員会が中心となって、前橋付近で雷雨の詳しい観測を行った結果、そんなに簡単なものではないことがわかった。この観測は群馬県南部から埼玉県北部へかけての数十キロメートル四方の地域に30個所ぐらいの地上気象観測点を設け、各観測点で風向、風速、気圧、気温、湿度、雨量、天気などを観測した。また、その中のある年の夏には、前橋で毎日4hおきにラジオゾンデを上げて、高層気象の観測をやることを2週

間も続けた。

ラジオゾンデによる高層気象観測結果からは、大気の垂直不安定度が変化する機構がよくわかった。⁽²⁾ 大気の垂直不安定度は夜間に小さく、(安定) 午後に大きい。(不安定) しかし、それだけでは積乱雲が発達するほどにはならない。積乱雲が盛んに発達する場合は、(1) 対流圏の上部に冷たい気流が流れこんでくること、(これは大気の大循環の変化に関連すると考えられる) (2) 地表とは 1 km 以上離れた対流圏の下部に日本海方面から冷たい気流が流れ込むこと、のいずれかと、前記の日射による午後の不安定化とが重なったときである。

気層は不安定になれば、すぐに不安定を解消するために上昇気流と下降気流とが起り、積乱雲が発達してゆく。大気は不安定になった気層のつり合いをそのまま何時間も保持するものではない。だから朝からだんだん日射で暖められることだけでは、積乱雲は発達しにくく、そのほかに気層を不安定にする気流が高い所へわきから流れこんでくることが必要なのである。

地上気象観測から得られた結果には次のようなことがある。(第 6 図参照)⁽³⁾



第 6 図 雷雲の発達

(1) 積雲期では地上風向が区々であるが、積乱雲になるとはっきり雲の中心に向って風が収束してくる。しかし収束気流の大きさは、積乱雲の中に大きな上昇気流のあることを考え合わせると、割合に小さい。このことについては後にアメリカの観測でもっと詳しくわかった。

(2) 雨が降り始めると積乱雲のうしろには下降気流が発達し、冷たい気塊がつけられ、寒冷前線ができる。〔第 6 図 (b), (c)〕その冷たい気塊の温度は雷雨活動の盛んなほど低い。

(3) 積乱雲のうしろにできた寒冷前線は雲塊から離れて消える。〔第 6 図 (d), (e)〕積乱雲と寒冷前線とは同じ方向に進むが、寒冷前線のほうが早い場合もあり、両方の進む方向の違う場合もある。

(4) 一つの寒冷前線が雲塊から離れていっても、その積乱雲の活動が盛んであればまた別の寒冷前線ができる。積乱雲に伴う雨(そのもとはおそらくひょう)によって冷たい下降気流ができ、それがこの寒冷前線をつくると考えられる。

(5) 積乱雲や寒冷前線の移動方向は上層気流と必ずしも一致しない。二つの雲塊がせまい地域の中で、全く反対の方向に動くような場合もある。大気の成層の一番不安定な所を追って、積乱雲ができてゆくと考えればよいのであろう。

(6) 強雨区域は割合いせまいまとまった形の区域となって一方から他方へ移動してゆくことが多い。その広さは直径 10 km 程度のものである。

放電に伴う電界の急変化を地上の数個所で観測することによって、雷雲の中における電気の分布をある程度まで推算できる。理論的にいえば、上, 下の電荷のそれぞれの位置を決めるために各 3 地点、放電の電気量を決めるために 1 地点、合計 7 地点の独立した観測結果があれば、放電した電荷の位置も電気量もすべて決まるはずである。上記の前橋付近の雷雨特別観測の一部分に、放電に伴う電界急変化を互に 10 km ぐらいい離れた 5 地点で実測することを行った。その結果次のようなことがわかった。⁽⁴⁾

(1) 大部分の電光放電はほぼ垂直に上方に正、下方に負の電荷があって中和するものである。

(2) 下のほうの負電荷は地上 6 km ぐらいい、高い所の正電荷は 10 km ぐらいいにあり、いずれも点電荷ではなく、水平にも垂直にもある広がりをもっているらしい。

(3) 放電する場所を地面に投影すると、それはジグザグの路を描きながら一方から他方に進む。10 min に、これらの点がジグザグに動き回る範囲は、だいたい直径 10 km の円形に近いものである。

(4) 雷雲が発達している時期には、一つの電光放電で中和する電気量は大きく、普通 100 C 以上、まれには 300 C から 400 C 以上にも達する。しかし雷雲が衰弱している時期には、この電気量は小さく、40 ~ 60 C 以下のことが多い。雷雨が移動していて、電氣的活動性も定常状態であると考えられるときには、電光放電の電気量は上記の中間の値をとる。

(5) 個々の放電が起る場所の距離は、電気量が 10 ~ 20 C のときに 1 km ぐらいい、電気量が 100 C のときに 2 ~ 3 km、電気量が 300 C のときに距離は 4 km 以上になる。

5. アメリカのサンダーストーム・プロジェクト⁽⁵⁾
その他 前橋付近のものよりもさらに大規模な雷雨の観測が、1946 年にアメリカのフロリダ州セントクラウド付近で、1947 年にはオハイオ州ウィルミントン付近で行われた。このプロジェクトの終局の目的は飛行機におよぼす雷雨の害を除くことにあり、そのためにアメリカの気象局、空軍、海軍および航空審議会

の共同で行われたものである。

オハイオでは南北 20 mile, 東西 8 mile の所に 2 mile おきに地上気象観測点を置き、そこではすべて自記器械で記録がとれるようにした。その周囲には数個所のラジオゾンデやレーウィン（無線測風）の観測点を置き、なおレーダで雨域をさぐる観測や、ブラックウィドウといわれる戦闘機 P 61 で雷雲をいろいろの高さでつきあって観測することもたくさんやった。

こういう観測の結果を整理して次のようなことがわかった。

(1) 雷雲はいくつかの雷雨細胞の組み合わせでできている。その単位の細胞は上昇気流と下降気流とを備えた対流系で、さしわたしは 5 km ないし 10 km ぐらいである。この細胞は発生の初期には上昇気流だけ、衰弱期には下降気流だけのこともある。

(2) 雷雲の中の数個の細胞は、同時に活動を始めて同時に衰えるものではなく、交互に発達する。一つの細胞の寿命は、0.5~1 h であるが、雷雲としては数時間も続くものがある。

(3) 細胞の発達過程は幼年期（積雲期）、成年期、老年期（かなとこ期）に分けることができる。幼年期の細胞の直径は 1.5~8 km, 高さは 5~7 km をこえることはない。その中における対流の様相を第 7 図に示した。図でみるように地面近くで雲の中心に集まる気流はごく弱く、これに反し上空で雲の中に吸いこまれる気流が割合に大きい。発達初期の積雲では、上昇気流は毎秒 2~3 m ぐらいのものであるが、大規模に発達してくると、毎秒 30 m ぐらいになる。雷雨細胞が発達して雨が降り始めるころには、細胞の頂上は 7.5~9 km まで高まり、いままで上昇気流だった区域の一部に、局所的な下降気流が発達し始める。これは降雨によって起された冷たい下降気流である。この成年期の状況を第 8 図に示した。この雲の高さは 12 km

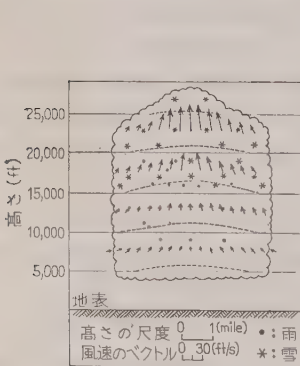
ぐらいに描いてあるが、もっと高いものもある。そして上昇気流は雲の頂上まで届いているが、下降気流は 7.5 km ぐらいの高さまで存在している。下降気流がセルの下層全体に広がったときに老年期の状態である。それを第 9 図に示した。下降気流の大きさは成年期では毎秒 12 m/s ぐらいであったが、この時期では 6 m/s から次第に小さくなってほとんど零になる。

ドイツの Kuettner 氏⁽⁶⁾はツングシュピッツェ（高度約 3,000 m）の観測所で得た観測結果を整理して、雷雲の気象的および電気的構造に重要な知見を付け加えた。また、あとに述べる雷雲の電気的構造の研究に関連して、アメリカの Workman 氏一派の人達は、ニューメキシコの雷雲について、その気象的な構造の究明にも意を用いた。

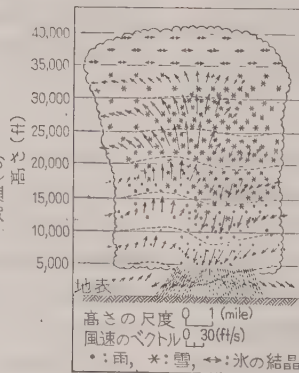
それらの結果の中の一つはサブセルに関するものである。上記の雷雨細胞の構造を細かく見ると、それは単一な対流系ではなく、全体の大きさの 1/10 程度すなわち 100 m~1 km ぐらいの水平の広がりをもったサブセルが次々に発達しているものである。入道雲の頭を見ていても、小さい雲塔が次々に立ち上っていて、後から勢よく発達してきた雲塔は、しばしば前のものより高い所へ上ってゆく。

ツングシュピッツェの観測結果によると、固体の降水（あられ、ひょう、雪）は雨にくらべてずっと多く、雷雨の全回数の 93% にそれらのものが降った。これに対し雨は雷雲の全体の数のわずか 21% にだけ存在していたという。雷雨も老年期になると雪が多く、あられや、ひょうは少ない。そのときには降水は定常的におだやかになり、電光活動度も弱くなっているのである。雷雨やその中の電気分離の機構を論ずるときには、これらのことを必ず考慮に入れなければならない。

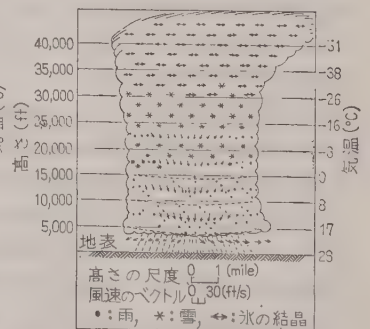
積乱雲の発達の初期の段階では雲粒は小さいが、そ



第 7 図 幼年期の雷雨細胞



第 8 図 成年期の雷雨細胞



第 9 図 老年期の雷雨細胞

れらは時間とともにだんだん大きくなり、雲が高い所に達すると雪やあられもでき始める。降水粒子の最大の密度は 0°C 等温面付近およびそのやや上方で起る。降水粒子が大きくなって、もはや上昇気流でささえられなくなると、地面に対して落ちてくる。これとほとんど同時に、強い下降気流が雷雨細胞の下部、特に降水の降っている区域に現われるのである。これが前にも記した細胞の成年期である。降水粒子は雲の上部では雪かあられであるが、雲の下部では溶けて雨滴になっている。ひょうは特に強い上昇気流のある雷雨細胞で起っている。

6. 探測気球を使った Simpson 氏の研究 イギリスの気象局長をしていた Simpson 氏⁽⁷⁾は、従来の雷雲の電気の観測結果が多く地上の観測によるものであったのを不満に思い、気象のほうでやる探測気球の方法を使って、1934 年から 1939 年まで毎年夏にロンドン郊外のキウの観測所で観測し、100 回以上の観測結果を得た。

その観測結果から帰納されるところでは、第 10 図に示すような電荷の分布が雷雲の中にあるらしい。図中 z_1 および z_2 にある豆のさや形の連続したものは、雷雲の中の電位の傾きを示すもので、斜線のはいた部分は正の電位の傾き、(上から下へ向う)白いままの部分は負の電位の傾きを示す。観測総数のうちの $2/3$ は z_2 すなわち右のような結果を示し、 $1/3$ は z_1 すなわち左の結果を示した。なお各高さにおける気温を地上気温から推算してみると、下の正電荷は零度以上の所にあり、上の正電荷は -10°C 以下の部分にある。このことから下の正電荷の部分は水滴の雲であり、またもっとも強い上昇気流を伴う雷雲の活動中心と考えられる。

このときまで雷雲中における電荷の分布については、Simpson 氏の模型と Wilson 氏⁽⁸⁾の模型とがあり、そのうち前者は第 10 図の上の正電荷のないもので、一般に負の極性を与えるものと考えられ、Wilson

氏の模型では上に正電荷、下に負電荷が集まり、正の極性を与えるものと考えられてきた。しかし従来の Simpson 氏の模型も第 10 図のように修正されて、上に正電荷があるのが普通とされるようになったから、Wilson 氏の模型ともだいたい一致することになったわけである。

7. Workman 氏の雷の電気の研究 アメリカでは Workman 氏およびその一派の人達⁽⁹⁾が 1939～1940 年の夏にニューメキシコ州のアルバカークの飛行場付近で、数キロメートル離れた 7 地点で、電光放電による電界急変化を同時観測することを行った。その結果次のようなことがわかった。

(1) 1 回の放電で中和する電荷は平均 24C 程度のものである。

(2) 雷雲の上方に正電荷、下方に負電荷があることは、これまでのほかの人達の観測の結果と同様であるが、正負の電荷は垂直でなく、斜に位置している。正電荷の地面からの高さは平均 5.8km 、負電荷のそれは 5.2km である。個々には $4\sim 7\text{km}$ の間であり、温度では -5°C ないし -25°C の範囲にある。

(3) 正負電荷の斜になっている水平距離は $1\sim 10\text{km}$ で、平均は 3km である。

(4) 落雷は全体の放電の数にくらべ非常に少ないが、その場合は負電荷を地面に導く。

1952年には同じ Workman 氏一派の Reynolds 氏⁽¹⁰⁾がニューメキシコで 30 平方 mile に 11 個所の同時観測を行って、Workman 氏の結果をいくらか修正した。雲内放電の負電荷の中心の平均の高さは海拔 $24,000\text{ft}$ (-16°C) で、正電荷の中心はそれより約 $2,000\text{ft}$ 高く、温度では 4°C 低い。正負電荷の中心の水平のずれは、一般に重直距離の半分より小さい。すなわち垂直に近い。前の Workman 氏一派の人達の結果では、これが水平に近かったのが修正された。その他の点では Workman 氏一派の結果を再確認している。

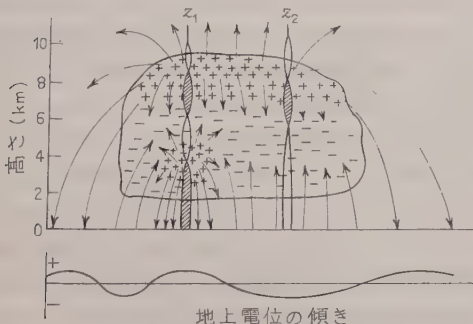
8. 電気分離の理論の満足すべき諸条件 雷雲中での電気分離の理論を立てるにあたって、満足すべき諸条件をあげておくと次のようである。

(1) 一つの細胞の中での降水と電氣的活動の平均継続時間は約 30min である。

(2) 電光放電で中和してしまう平均の電気能率は約 $110\text{C}\cdot\text{km}$ で、対応する電荷は $20\sim 30\text{C}$ である。

(3) 電光放電のすぐ後で分離する電荷の大きさは、降水粒子の落下速度 v で測ると、 $8,000/v\text{C}$ の程度である。ここに v は m/s で測ったものである。

(4) 大きい広範囲の積乱雲では、正電荷は -5°C



第 10 図 雷雲の中の電荷の分布

と -40°C の等温面によって境され、約 2 km の半径をもつ体積の中で発生し分離する。

(5) 負電荷は -5°C の等温面の近くに中心をもち、おもな正電荷は数キロメートル上にある。副次的な正電荷は雲底近くにあり、 0°C 等温面またはそれ以下に中心をもつ。

(6) 電荷の発生と分離の過程は、降水特にあられの発達と密接に関連する。降水粒子は数メートル/秒の上昇気流の中を落下しうるものでなくてはならない。

(7) レーダで見出せるぐらゐの大きさの降水粒子が出現してから、約 12~20 min 以内に最初の電光放電を与えるぐらゐに、充分な電荷を発生し分離しなくてはならない。

9. 雷雲内の電気分離に関する諸説 雷雲内の電気分離については今世紀の初頭から、実に数多くの諸説が提出された。以下諸説について批判を加えてゆこう。⁽¹¹⁾

(9.1) 感応理論 Elster 氏と Geitel 氏ら⁽¹²⁾ は雨滴が垂直電界を通して落下し、その落下経路にある小さな雲粒と衝突することに関連した効果を考えたが、現在この理論は支持されていない。

Wilson 氏⁽⁸⁾ は、イオンの雲または荷電雲粒の雲を通して落下する電氣的に偏極した雨滴は、イオンを選択捕捉して電荷を得ると考えた。もし雨滴が下向き電界を通して急速に落下するならば、正イオンは雨滴の下半部から斥力をうけてわきへ偏より、一方、負イオンは雨滴に吸引される。それゆえ雨滴は負の電荷を得、その結果初めの電界は強められる。この過程で発生する最大電荷と、荷電速度を評価することもできる。それを実際にやってみた結果では、典型的雷雨細胞の生涯の間に、観測されるような電荷を分離することは不可能のように思われる。おびただしい電離や強い電界が別の一次的過程でできてしまった雷雨生涯の後期において、電荷分離の過程に小さい役割りを演ずることはあるだろう。

Frenkel 氏⁽¹³⁾ は、雲の帯電は水滴や氷晶の表面における分子双極子の位置づけによって、外側に負電気を持った電気二重層を生ずるために起ると考えた。この表面の模様によって、雨滴（または氷晶）は電離した大気から選択的に負イオンを捕捉すると考える。しかし量的にあたってみると、雷雲で要求される電荷分離速度を説明しえない。

(9.2) 水滴分裂の理論 水滴が固体表面に衝突するときの分裂に伴う帯電は、最初 Lenard 氏によって詳細に研究された。Simpson 氏⁽¹⁴⁾ はそのはね返りすなわちレナード効果を充分に除いた注意深い一連の

実験で、強い垂直の空気噴流の中での水滴の分裂もまたかなりの帯電を生じうることを確かめた。この結果は水の中の微量の不純物に敏感であることが見出されたが、蒸留水に対しては、分裂した水滴は正電気を得、他方、周囲の空気は両種のイオンを含んでいるが、負イオンのほうが多かった。

Simpson 氏その他の人々により、この水滴分裂の機構は雷雲の底のもっとも強い降水域での正電荷のポケットの現象を説明するものと考えられた。Simpson 氏はこの正電荷は約 4C で、 0.5km^3 の体積にわたって分布している。すなわち $8\text{C}/\text{km}^3$ と考えているが、これは水滴分裂によって分離すると期待される量より 100 倍も大きい。それだから、下部の正電荷中心の起源を説明するには、もう一つ他の機構を見つける必要がある。それは雷雲の下で卓越する上向きの先端放電電流の中の正イオンを雨滴が捕捉することによって充分起りうるであろう。

(9.3) 氷晶の摩擦破壊による荷電説 北大の吉田博士⁽¹⁵⁾ は低温実験室で人工的に作った霜について、氷粒同士の衝突、摩擦、破壊による帯電を実験的に研究して、次のような結果を得た。

(1) 氷の粒が衝突しあうと、氷自身も電気を帯びるが、同時に付近の空気中にイオンが発生する。この場合正負両方のイオンが発生するが、氷の粒が新しいときには負イオンのほうが多い。

(2) $1\sim 2^{\circ}\text{C}$ 以上温度の異なる氷塊と氷塊、または氷の粒と氷塊との摩擦の場合には、温度の高いほうが負に、温度の低いほうが正に帯電する。

(3) 小さい氷の粒と大きい氷の粒、または氷の粒と氷塊とが摩擦すると、小さいほうが負に、大きいほうが正に帯電する。実際の雷雲では (1) と (2) の過程がおもな作用をしているとした。

Simpson 氏は探測気球による雷雲の電気の観測の後には、実験事実は持たなかったが、似たような提言をしている。こういう過程で起る荷電速度については、充分な実験結果がないのであるが、これまでの実験で得られているところでは、雷雲の電気の発生の際の荷電速度の $1/100$ のけたのものでしかない。

(9.4) デインガー・ガンの効果 Dinger 氏と Gunn 氏⁽¹⁶⁾ は、空気を含んだ氷が溶けるときには、気ほうが遊離し、それが破裂するときに周囲の空気に負電荷を与え、溶けた水は正電荷を得ることを示した。この過程はあられや雪の結晶が溶けるときに適用されるのであるが、負電荷が上に、正電荷が下になるので、雷雲の極性を説明するには、(9.3) 節の氷晶の摩擦破壊の場合と同様、逆の符号になって無理がある。

しかし定常的な雨に伴う正電荷の卓越には部分的に重大な関係をもつものであり、また雷雲の底にある局所的な正電荷の分離にも寄与するものと思われる。

(9・5) 希薄溶液の凍結するときの電気分離

Workman 氏⁽¹⁷⁾ は水や希薄溶液の凍結に関する電気の効果の研究をした。凍結するとき氷と液体との界面を横切って電位差ができ、その符号や大きさは溶質の性質や濃度に関係することを見出した。アンモニア塩類の場合は例外であるが、試験した大部分の溶液につき、氷が液体に対して負となった。また注意深く蒸留を重ねた水は、なんら認めるべき電気の効果を示さなかった。こういう現象は、凍結の過程の間で片方の符号の溶質イオンが選択的に氷と結合し、反対符号のものが液体に過剰に残されるために起ると考える。

Workman 氏は、ひょうがその表面に水の皮膜をつけた状態の所に、この実験事実を適用しようとした。ひょうが落ちながら過冷却雲粒を捕えるとき、雲粒の分量が少ないと雲粒の形をたもったまますぐ凍りつくが、雲粒の分量が多いと融解の潜熱の出方が多いので、ひょうの表面には雲粒がすぐ凍りつかず、水の皮膜でおおわれる。そうすると衝突する雲粒の水の一部分が凍り、残りの部分は小粒の形でまき散らされると仮定した。このときひょうは負電荷を帯び、まき散らされる小粒の水滴は正電荷を持つ。そうすると負電気のひょうと、正電気の小粒の水滴との重力による分離は、観測される極性を説明するのにつごうがよい。しかし Workman 効果が、雲の水の中の塩類や二酸化炭素の濃度、アンモニアの痕跡に対して非常に敏感であることは難点である。

(9・6) 霧水の生成に伴う電気分離 近年過冷却水滴が氷の表面に衝突し氷結するときに、氷がかなりの電荷を得るという実験が多くの研究者によって行われている。この場合、過冷却していない水滴が氷の表面からはね飛ばされるときに起る帯電とは、はっきり区別しなければならない。

こういう実験をした最初の人 Findeisen 氏⁽¹⁸⁾ であるが、彼は冷たい金属の表面へ水滴を吹き付けることによって霧水の層を作り、それが正電荷を得ることを見出した。その荷電は表面がなめらか、すなわちぬれるようになると止む。Findeisen 氏は、反対の電荷は気流で霧水からちぎり飛ばされるごく小さい碎片によって運び去られるものと考えた。実際に帯電した碎片を確認した実験もある。

この方面の実験は、実験室内で人工の霧の中で霧水を着ける棒を回転させたり、山頂の自然の過冷却霧滴を対象にしたり、飛行機で過冷却雲粒の中を飛んで翼

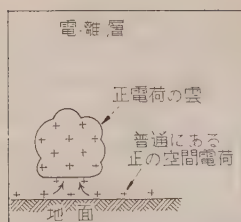
の前面に着水をしてその帯電を測ったり、いろいろのことが行われている。それらの実験結果を見ると、成長しつつある霧水の層はすべて負電荷を得、荷電速度もかなり大きい。ただ著しい矛盾は正電荷を得た Findeisen 氏の実験である。水滴あるいは雲粒の氷の面からのねえ返りによっては、別の帯電現象が起るのであるから、それが混同しないようにすることが大切である。

Weickman 氏と aufm Kampe 氏ら⁽¹⁹⁾ はもっとも念入りの実験を行った。彼らの用いた冷たい物体は -5°C または -12°C に保たれた冷たい室の中に置かれた直径 5 mm の金属棒で、これに直径 $5\sim 100\mu$ の水滴を、 $5\sim 15\text{ m/s}$ の速度で吹き付けた。蒸留水、水道の水、薄い食塩水、水酸化アンモニウムやふっ化ナトリウムの濃い溶液を使って実験したが、いずれの場合においても棒の荷電速度は吹き付ける風速が変わらない限り一定であった。電荷の発生は吹き付ける風速すなわち霧水の付着速度とともに増す。金属棒に着く水はひょうの特徴である透明な層と不透明な層とが交互に重なった構造を示した。氷がぬれるようになると荷電は止まる。

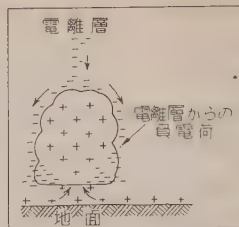
Workman 氏一派の Reynolds 氏⁽²⁰⁾ は、この実験を注意深くくり返して、重要な知見をつけ加えた。彼は低温実験室の中を、過冷却水滴だけ、氷晶だけ、過冷却水滴と氷晶の共存する状態というようにして、霧水を付着させる金属棒を回転させた。過冷却水滴あるいは氷晶だけのときは帯電作用はほとんどなかった。しかし両方が共存するときは多量の電荷が発生した。氷晶のほうが多いと霧水棒は正に帯電し、過冷却水滴の多い場合は負に帯電した。

(9・7) 電気分離に関する諸説の概観 以上に記したところが過去半世紀の間に進歩してきた雷雲内での電気の発生、分離に関する諸説の概観であるが、どの説も電荷発生速度の点あるいは発生する電気量の点で疑問があり、また観測の結果、得られた気象的および電気的の諸条件と合わない点があるところに問題がある。観測された諸事実と少なくとも質的には一致し、もっとも真実に近い可能性を示すものは、最後にあげた霧水の生成に伴う電気分離である。

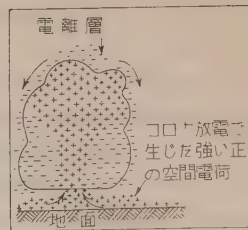
Malan 氏と Schonland 氏⁽²¹⁾ が電光放電のときの電界変化の研究から、雷雲の中には -40°C の温度の高さまでのはびているが、それ以上の高さには達しない負に帯電した柱があるという証拠を与えたことを思い出す。大気中の氷晶核は -40°C 以下ではすべて活動性を持ってしまうので、 -40°C 以下の温度で過冷却の水滴は存在しない。だから霧水やあられがでるの



第 11 図 正電荷をもった雲の発生



第 12 図 雲の下部に負電荷中心ができる



第 13 図 地面からのコロナ放電で帯電が強まる

は -40°C の温度までである。だから Malan 氏と, Schonland 氏の結果はあられ粒子の成長に伴う電荷発生の理論と一致する。

この過程が、電界変化の記録やレーダの資料で明らかにされたように、割合に短時間に充分な電荷を発生し、分離しうるとを定量的に示すことが次の問題であるが、それは充分可能性があるようである。霧氷生成に伴う電荷分離は、雷雲の電気の説明として、現在のところはもっとも有望と考えられているのであるが、残念なことはその実験事実が単に現象論にとどまって、いまだ物理的な本性を捕えていないことである。

10. Vonnegut 氏の対流説⁽²²⁾ 上記の (9・1) 節から (9・6) 節までにあげた諸説は、すべて氷晶、雲粒、雨滴のいずれかがその帯電の過程の中にはいついた。すなわち電荷の発生は降水現象と直接関連するとしているのである。ところが近年、Vonnegut 氏は降水現象とは全然別個に、雷雲の中および付近の強い上昇気流、下降気流をおもな要素とした帯電説を出して、その説が次第にこの方面の学者の注意を引き始めている。

彼が要素として考えたのは、強い上昇気流、下降気流のほかに、下層大気中に普通にわずかながら存在している正の空間電荷である。こういう空气中でできた雲はやはりわずかではあるが正の電荷を持ち、その周囲に電界をつくる。(第 11 図) この電界の影響で、高層大気中から負イオンが引きおろされる。これらの負イオンは直接雲の正電荷と中和せず、雲の周囲にある強い下降気流に捕えられて雲の下部に達し、そこに負の空間電荷の広い部分を作る。(第 12 図) そうすると雲の下部と地面との間の電界が強くなるので、地面にあるとがったものからコロナ放電が起り、地面と雲との間に濃い正の空間電荷を生ずるようになる。(第 13 図) この濃い正の空間電荷を持った空気は、強い上昇気流によって雲の頂上まで達し、雲をいっそう強く正に帯電させる。これは高層大気中から負イオンを引

き下げることに寄与し、負電荷の中心を強くし、ついには電光放電を起させるようになるというのである。

この対流説の利点、それは同時に従来の説の欠点でもあるが、それは次のようなことであろう。⁽²³⁾

(1) 強い雷雲の中で発生する電流量が、その雲の中にある降水粒子が主役で分離するものとしてはけた違いに大き過ぎること、あるいは (2) 氷晶の部分を持たない雷雲が、氷晶を持った雷雲と同じ電氣的構造をしていること、のいずれかを確かめることである。

さらに雷雲の実体の周囲の下降気流の部分に、Vonnegut 氏が期待しているような負の空間電荷があるかどうかを確かめることができれば、それはまた対流説につぎのよい論拠となるであろう。また上記 (1) および (2) の点を検討して、逆の結果が出るようなら、それは従来の降水に基礎をおく説を支持する論拠となるわけである。

文 献

- (1) 正野：中央気象台彙報 17, 18 (昭 15)
- (2) 桜庭：中央気象台秘密気象報告 3, 252 (昭 18)
- (3) 桜庭：中央気象台彙報 21, 7 (昭 18)
- (4) 島山：気象技術官養成所研究報告 1, 33 (昭 21)
- (5) H. R. Byers: The Thunderstorm (1949)
- (6) J. Kuettner: J. Met. 7, 322 (1950)
- (7) G. C. Simpson & G. D. Robinson: Proc. Roy. Soc. A 177, 281 (1941)
- (8) C. T. R. Wilson: Phil. Trans. A 221, 73 (1921)
- (9) E. J. Workman, R. E. Holzer & G. T. Pelsor: N.A.C.A. Tech. Note No. 864 (1942)
- (10) S. E. Reynolds & H. W. Neil: J. Met. 12, 1 (1955)
- (11) B. J. Mason: Tellus 5, 446 (1953)
- (12) J. Elster u. H. Geitel: Phys. Zeit. 14, 1287 (1913)
- (13) J. Frenkel: J. Phys. U.S.S.R. 8, 285 (1944)
- (14) G. C. Simpson: Phil. Trans. A 209, 379 (1909)
- (15) 吉田：低温科学 1, 149 (昭 19)
- (16) E. J. Dinger & R. Gunn: Terr. Mag. Atmos. Elect. 51, 477 (1946)
- (17) E. J. Workman: Final Rep. (1951)
- (18) W. Findeisen: Met. Zeit. 57, 201 (1940)
- (19) H. K. Weickman & aufm Kampe: J. Met. 7, 404 (1950)
- (20) S. E. Reynolds: Compendium of Thunderstorm Elect. (1954)
- (21) D. J. Malan & B. F. J. Schonland: Proc. Roy. Soc. A 209, 158 (1951)
- (22) B. Vonnegut: Geophys. Res. Pap. No. 42, 169 (1954)
- (23) J. A. Chalmers: Geofisica Purae Applicata 41, 189 (1958)

製品
紹介

蓄電器自動検査選別装置 KCA-301 型

安藤電気株式会社

1. 概 説

本器は、多量のコンデンサをコンベアシステムによって、能率よく検査しようとするもので、試料を挿入する人1人の要員で、1個につき約2秒の速度で検査、選別が行なえます。

動作は第1図に示してありますが、簡略説明いたしますとベルトコンベアに挿入された試料は順次耐電圧、絶縁抵抗および静電容量について検査され、各検査工程ごとに規格値を割る試料は選別装置が取除き、最後に良品はカウンタによって計数されます。

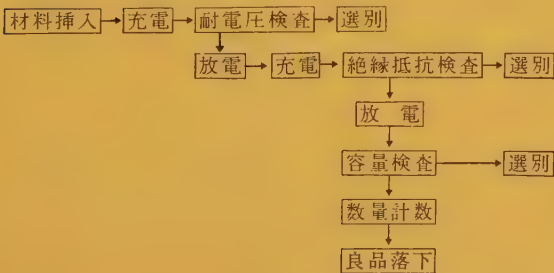
検査は JIS に定められた方法で行なわれ、規格値の設定は操作簡単にかつ高精度にできるモータ・リレーを使用しております。

なお本器は、一般の軸型コンデンサならば、形の大小を問わず測定対照となります。また第2図のように左の選別機構を備える試料送り機構と右の測定部の2体から構成されております。

2. 性 能

(1) 試料 軸型コンデンサを対称とする

(2) 試料送り機構 AC 100 V 電源により駆動される。ベルトコンベアは速度を若干可変



第1図 検査工程



第2図 装置外観

できる。

(3) 耐電圧試験 軸型コンデンサの種類により、それぞれ JIS に定められた試験ができるよう印加電圧を可変しうる。

(4) 絶縁抵抗試験

測定電圧 250 V, 500 V, 1,000 V

測定範囲 250 V, 13 M Ω ~25,000 M Ω

500 V, 25 M Ω ~50,000 M Ω

1,000 V, 50 M Ω ~100,000 M Ω

誤 差 $\pm 10\%$ 以内

(5) 容量試験

測定周波数 1,000 c/s

容量測定範囲 1,000 pF~10 μ F

容量比較範囲 3%, 10% (2レンジ)

偏差精度 3% レンジ $\pm 0.1\%$

10% レンジ $\pm 0.5\%$

(6) 良品計数

電磁カウンタにより計数

零復帰 手動

(7) 電 源 AC 100 V, 50~60 c/s

製品
紹介

はんだめっき軟銅ウエルド線

昭和電線電纜株式会社

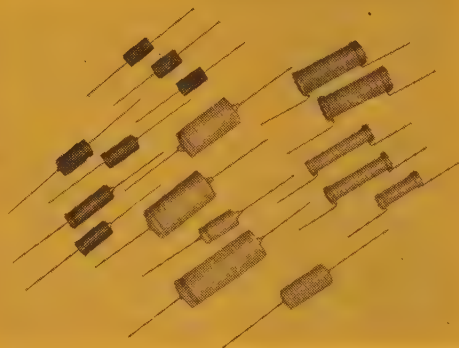
最近の無線通信機器は電氣的・機械的性能の著るしい向上がはかれるとともに軽量・小型化され、さらに量産化できるよう特別のくふうが払われるようになってきた。そこで各種部品の高性能化はもちろん、これらのリード線あるいは配線用電線にもすぐれた特性が要求されると同時に、量産化の立場から従来のすずめっき線のかわりに、はんだめっき線が採用される傾向になってきた。さらに機器製作のオートメーション化とともに、はんだめっき線の需用がますます盛んになってきた。

当社ではこれらの需用にこたえて、すずめっきした軟銅線・銅ウエルド線をはじめ、独自の方法によるはんだめっき軟銅線・銅ウエルド線を大量に製造・販売している。特にすずあるいははんだめっきした銅ウエルド線は、当社多年の研究により初の国産化に成功した特殊鋼あるいは軟銅心銅ウエルド線を十分焼鈍したものにめっきを施したもので、高性能を要求される通信機用部品に使用して好評を得ている。すなわち繰り返し曲げ特性・柔軟性・耐振動性など機械的性能に特にすぐれ、導電率は 20 %、30 % および 40 % のものがあり、通信機用部品のリード線として最適のもので、関係各方面において大量に使用されている。

これらのうちから代表的なものとして、はんだめっき軟銅ウエルド線の特長および性能を示すと以下のようである。

特 長

1. はんだ付け特性にすぐれているので、作業能率



が高い。

2. 高温・高湿中に長時間放置しても性能が劣化せず、はんだ付け性も低下しない。
3. 繰り返し曲げ特性がはんだめっき銅線にくらべて非常にすぐれている。
4. 耐振動疲労性がすぐれている。
5. はんだめっき後表面処理を施しているため、長期間の保存によって表面変色のおそれがなく、外観美麗である。
6. 純国産銅ウエルド線を使用しているため、低廉である。

性 能

1. 機械的性能は第 1 表のとおりである。
2. CES M-218-1 はんだめっき銅線規格に規定された試験・検査を十分満足する。

第 1 表 機械的性能

径 (mm)	最大引張強さ (kg/mm ²)		最小伸び % (250 mm)		繰り返し曲げ試験		捻回試験 (50 mm) (回)	巻付試験 自己径
	* 40 %	30, 20 %	40 %	30, 20 %	**曲げ回数 (回)	荷 重 (kg)		
1.20~0.70	54	55	12	13	7	10 0.9 未満は 0.5	40 以上	良
0.65~0.45	55	56	12	13	6	0.5	50 以上	良
0.40~	55	56	12	13	4	0.5	60 以上	良

備考 * 導電率を示す。

** 曲げ回数は左右往復を 1 回とする。

学 界 時 報

- | | | |
|----------------|----------------|----------|
| 1. 教育・研究 | 2. 電気物理および回路理論 | 3. 電気測定 |
| 4. 電子装置 | 5. 電子回路 | 6. 電気機器 |
| 7. 電力 | 8. 照明 | 9. 電気鉄道 |
| 10. 電気通信 | 11. 電気材料 | 12. 電力応用 |
| 13. 自動制御および計算機 | 14. 原子力 | 15. 雑 |

1・339. 技術者が人間関係の問題に取り組む

H. L. Rusch: An Engineer Tackles Some Human Relations Problems. [Elect. Engng. Vol. 80, No. 4, April, 1961, p. 274~277]

技術者は自然の物理的な力を利用するのには非常に成功を収めたが、世界を破壊しようと脅かすような精神的な力には適当な注意を払わないことが多かった。この論文には人間関係の重要な分野で行われた研究がいくつか述べられている。

工学とは人類の利益のために物質や自然の力を利用する科学や技術であると定義されるが、不幸にも人類の破滅を引き起すような力をも生み出すにいたった。この問題のかぎは人間関係にあり、これを改善する基礎的な概念を描くことにより、将来国際関係から家族関係まで、あらゆる人間関係を改善するのに役立たせるのが本文の目的となっている。ここに述べる概念は“工業従事者と世論指数の研究計画”に基づいている。この仕事は 80 以上の代表的会社団体について人々の頭の中にあるものや日常の問題について感じたり行ったりしていることを見出すことで、1,400 人の調査員が 2~3 日で全国的に個人面接で 5,000~6,000 の調査を行える。産業界には物理や化学の研究所とともに、このような人間関係改善の研究所が必要と主張している。

この研究で大切な概念の一つは、現代は命令と禁止の時代ではなく、説得あるいは説明による同意の時代であることである。他人の心にあるものを知れば説得することははるかにやさしくなる。世論が必ずしも正しいとは限らないので、これを改めるようなときこそもっとも説明の技巧が要求される。

もう一つの大切な概念は次のものである。

$X+Y$ = よい人間関係

ここで X = 行為, Y = 行為の説明

世論の誤りの例として企業の純益が実際には 3.7 % であるのを世論では 21 % と答え、半数の人が製品の価格をあげないでも賃上げできると答えたと言っている。したがって生活の保証、科学教育の新傾向、なにが技術者をわずらわすかなどの分野では周到な注意が必要で、調査に調査を重ねた。その結果として、科学

教育ではソ連がアメリカよりすぐれているとするものが 5: 1, 高校での英才教育に賛成が 62 %, 技術者がもっとも好む職業価値は興味ある仕事、次いで一緒に働く人であり、賃金は 9 ぐらいであったなどが述べてある。計算機のような複雑な機械も人間の精神から生れた以上、精神は機械より大でなければならないと結んでいる。著者は Opinion Research Corp. の副社長である。
(柿沼委員)

2・340. シリコンの中の不純物伝導

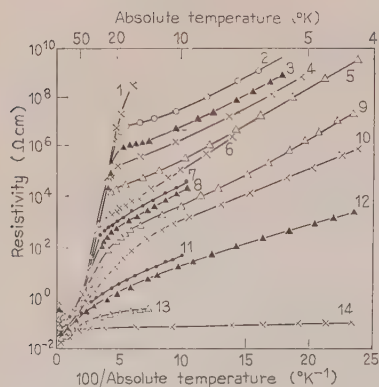
R. K. Ray & H. Y. Fan: Impurity Conduction in Silicon. [Phys. Rev., Vol. 121, No 3, Feb. 1, 1961, p. 768~779]

シリコンの固有抵抗とホール係数は充分に低温では不純物伝導の特性を示す。ホール係数は極大値をもち、固有抵抗の増加はずっとゆるやかになる。いろいろの不純物濃度をもつ試料に関する測定は、異なった伝導過程を区別できることを示している。不純物濃度が高い場合の伝導は隣り合う不純物原子の波動関数が重なり合う結果できる不純物帯によって説明できる。補償不純物は存在する必要はない。一方、不純物濃度が低いと、波動関数の重なりはバンドを作るには充分でない。しかしならぬ補償不純物があると多数不純物原子をいくらか電離する。そこで中性中心と電離された中心との間で電荷の交換が可能になり、伝導が起る。この場合一つの電離された中心は不純物伝導に対して一つの担体をもっていると考えられる。補償不純物原子は永久的に電離され、実際には伝導に寄与しないが、それらの存在は不可欠である。

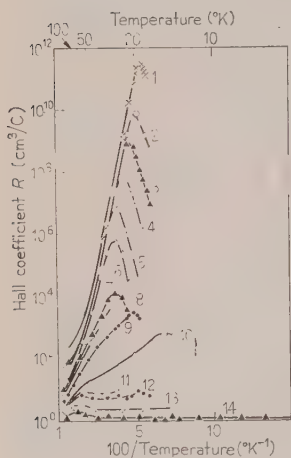
ここに報告されているのは、B, Al, Ga を添加した P 形シリコン、Sb, As を添加した N 形シリコンについての結果である。実験は理論的取り扱いに対して特に関係のある不純物濃度の低いところに重点がおかれている。P 形試料への補償不純物の導入は熱処理によってなされた。

Ga または Al を添加した試料ではアクセプタ不純物と補償不純物間の Ion-pairing の形跡がみられる。

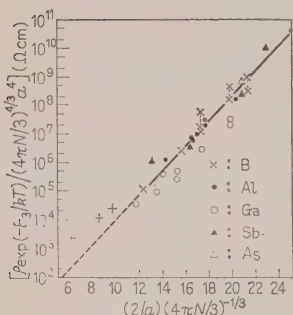
第 1 図、第 2 図は $5 \times 10^{16} \sim 5 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ の B を含む試料の固有抵抗とホール係数の温度依存性の実験結果である。第 1 図の B の濃度の低い試料 (1~6) は 2



第 1 図



第 2 図



第 3 図

個の活性化エネルギーをもつ $1/T$ の温度依存性を示す。大きいほうのエネルギー E_1 は不純物原子の電離エネルギーであり、小さいほうのエネルギー E_3 は不純物伝導の活性化エネルギーである。データの解析にあたっては多数不純物濃度、活性化エネルギー、補償の決定、Ion-pairing, Li 拡散などの項目に分けて検討してある。実験結果を理論を用いて定量的に説明するには、まだはやすぎる段階にある。したがって結果を簡単な式

$$\sigma \propto J^2 \exp \times (-E_3/kT) \quad \dots (1)$$

に合わせることを試みる。ここで J^2 は

$$J^2 = \left[\frac{1}{3} (R/a)^2 + (R/a) + 1 \right]^2 \exp(-2R/a) \quad \dots (2)$$

であり、 R は不純物原子間の平均距離、 a は Bohr 半径である。また $R = cr_s = c(4\pi N/3)^{-1/3}$ であり、 c は定数である。すべての試料について $a/R \ll 1$ であるから

$$\rho \exp(-E_3/kT) \propto J^{-2} \sim \left(\frac{a}{cr_s} \right)^4 \exp \left(\frac{2r_s}{a} \right) \quad \dots (3)$$

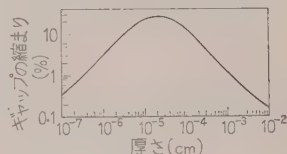
と書ける。第 3 図は $2r_s/a$ の測定値に対する $\rho \exp \times (-E_3/kT) (r_s/a)^4$ を示す。結果は (1) 式が合理的な近似であることを示している。

(北村委員, 徳丸洋三氏)

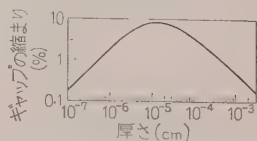
2・341. 超伝導体におけるエネルギーギャップの磁界依存性

K. K. Gupta & V. S. Mathur: Magnetic Field Dependence of Energy Gap in Superconductors. (Phys. Rev., Vol. 121, No. 1, Jan. 1, 1961, p. 107~117)

超伝導が外部磁界のある値で消えることから、磁界がその臨界値に近づくにつれてエネルギーギャップは小さくなると考えられる。本論文では Bardeen, Cooper, Schrieffer の理論から出発してこれの可能性について研究し、どのような条件でギャップの縮小が観測可能な程度に大きくなるかを調べる。温度は絶対零度に限り、電子間のクーロン相互作用による補正は無視する。すずおよびアルミニウムの膜について得られた計算結果は第 1 図および第 2 図のとおりである。効果が膜の厚さに敏感であることと、効果が最大になる観測につごうのよい厚さが磁界に無関係で、Penetration depth μ^{-1} , Coherence length ξ_0 として $[(4/3\pi)(\xi_0/\mu_2)]^{1/3} \sim 10^{-5} \text{cm}$ の程度であることが明らかになる。すずでは臨界値付近でのギャップの縮小は約 8% と小さいが、アルミニウムでは約 20% と観測に充分かかる大きさである。この効果を検証するために行われた Pippard, Spiewak, Ginsberg および Tinkham らの実験が不満足な結果し



第 1 図 超伝導アルミニウムのエネルギーギャップの磁界依存性



第 2 図 超伝導すずのエネルギーギャップの磁界依存性

か得られなかったのは、この効果が膜の厚さに敏感で、彼らの使った試料の厚さが適当だった (Spiewak の実験では 60 μ , Ginsberg と Tinkham の実験では 12 \AA) ことによる。つごうのよい厚さの超伝導膜は薄膜でも塊りでもないため、実験にはいくらかの困難がある。赤外線またはマイクロ波の透過の実験は膜の不透明さのために不適当であり、比熱、熱伝導、超音波減衰の実験は充分な知識を与えそうにない。遠赤外

またはマイクロ波の吸収率の測定は容易と思われる、これを行う可能な方法は反射における吸収端を調べることである。

計算はきわめて複雑な数値積分を必要とするので、ごくあらひ近似しか行えず、大ききの程度を与えるくらいだが、厚さへの依存性は信頼しうる。

ギャップの大ききの磁界依存性は Knight シフトや常磁性の温度変化の問題にも関係をもつが、満足すべき計算と実験の比較はまだできていない。

(鳩山委員, 大倉 健訳)

2-342. いくつかの II-V 半導体の物理的性質

W.J. Turner, et al: Physical Properties of Several II-V Semiconductors. [Phys. Rev., Vol. 121, No. 3, Feb. 1, 1961, p. 759~767]

II 族-V 族の化合物半導体である Zn_3As_2 , ZnAs_2 , ZnSb , Cd_3As_2 , CdAs_2 および CdSb の単結晶について、固有抵抗、ホール効果、熱伝導度、熱電能および $0.8\sim 38\mu$ の範囲で光の透過および反射を測定した。これらの半導体の結晶構造はいずれも立方晶系に属さず、したがってその物理的性質に異方性が認められた。第1表にこれらの半導体の主要な性質をまとめて書いてあるが、このうち ZnSb , CdAs_2 および CdSb の有効質量の値は、Stevenson⁽¹⁾による He 温度でのサイクロトロン共鳴の実験から得られた値で、また Cd_3As_2 の有効質量の値は光の吸収あるいは反射の測定、および熱電能の測定から求めた値である。各半導体についての簡単な記述のほか、 CdAs_2 および CdSb については比較の詳細な説明がある。第1表に載せた性質以外で注目すべきこととしては、これらの物質は 400°K ぐらいの比較的低温でもかなり分解しやすく、したがって高温の熱処理で性質に非可逆的な変化が起ること、および ZnAs_2 , ZnSb , CdAs_2 および CdSb で、赤外線領域での光の透過が比較的良好

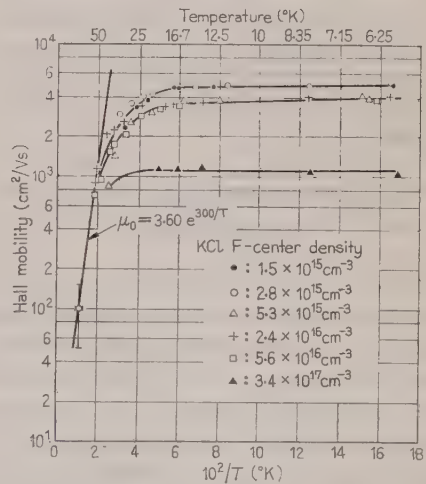
とであろう。特に CdAs_2 では $2\sim 20\mu$ の範囲での透過率が大きく、そのうえ割合にフラットなので赤外線用の窓の材料として有望である。(鳩山委員, 金井康夫訳)

2-343. 低温での KCl の光電ホール効果

Frederick C. Brown & Nicolas Inchauspé : Photoelectric Hall Effect in KCl at Low Temperatures. [Phys. Rev., Vol. 121, No. 5, March 1, 1961, p. 1303~1305]

各種の濃度の F 中心を含む KCl の結晶に光をあてて、励起されたキャリアのホール効果を 4°K から 114°K の範囲にわたって測定し、その温度依存性から散乱中心としての F 中心を論じている。

結晶温度に無関係にアルカリ金属の蒸気圧を調節できるように、二重電気炉を使用し、パイレックス管内で蒸留カリウムを用いて Harshaw KCl に着色させ、空気中に出してクエンチして試料を作成した。そして



第 1 図

第 1 表 II-V 半導体の物理的性質

化合物名	Zn_3As_2	ZnAs_2	ZnSb	Cd_3As_2	CdAs_2	CdSb
形	P	P	P	N	N	P
結晶系形	正方晶系	単斜晶系	斜方晶系	正方晶系	正方晶系	斜方晶系
融点 ($^\circ\text{C}$)	1,015	768	546	721	621	456
ΔE (eV)	0.93	$E \parallel C, 0.90$ $E \perp C, 0.93$	0.53	0.13	$E \parallel C, 1.00$ $E \perp C, 1.04$	0.46
297°K の値 キャリア濃度 (cm^{-3})	10^{18}	10^{18}	4×10^{18}	3×10^{18}	5×10^{14}	10^{18}
移動度 (cm^2/Vs)	10	50	10	15,000	a axis, 100 c axis, 400	300
297°K の値						
熱伝導度 ($\text{W}/\text{cm}^2\text{K}$)			1.1×10^{-2}	1.1×10^{-1}		1×10^{-2}
熱起電力 ($\mu\text{V}/^\circ\text{K}$)			110	140		300
有効質量			$m_1=0.175$ $m_2=0.146$	$m^*=0.10$ 電子	$m_1=0.150$ $m_2=0.580$ $m_3=0.094$ $m_4=0.346$ 正孔	$m_1=0.140$ $m_2=0.159$

試料の長さ方向にパルス電圧をかけ、光によって励起されたキャリアの動きを、パルス増幅器とオシログラフを用いて検出した。光源としては空気火花を用い、フィルタを用いて F 帯、 K , L 領域の高エネルギー側にしている。350~550 mμ の光に対してホール効果の極性は常に負で、正孔より電子の効果を示している。

第1図は、 F 中心濃度の異なる試料の電子のホール移動度を求めたもので、 80°K における値 $100\text{ cm}^2/\text{Vs}$ は Reafield の結果と一致

している。30°K 以下では 4,000 cm²/Vs 程度となり、測定の精度も上がってくる。 F 中心の濃度が 10^{15} から 6×10^{16} cm⁻³ の試料では、低温での移動度はそれほど大きな差はないが、 3.4×10^{17} の濃度の試料ではだいぶ少なくなっていて、濃く着色した場合には F 中心が主要な散乱中心となっていると思われる。また、 F 中心に関連して電荷を帯びた格子欠陥があって散乱中心になることも考えられる。

第 1 図の直線部分の移動度は $\mu_0 = 3.6 e^{300/T}$ なる式で表わされ、50°K では光学的散乱が支配的であることを示している。

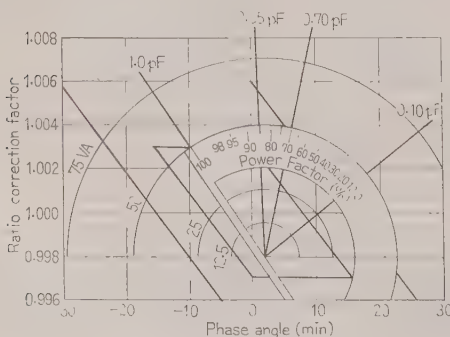
F 中心濃度の低い試料の低温での移動度の値を定める原因については疑問が残るが、活性化分析の結果 Harshaw KCl には、Br を 10^{18} 、Ni と S を 5×10^{16} / cm³ 含んでいることが見出されたので、おそらくこれらの不純物が原因となっているのではないと思われる。(北村委員、片岡照栄訳)

3.344. 作図による PT の階級の決定

W. R. Farber, J. L. Settles & E. E. Conner: Determine Potential Transformer Accuracy Graphically. [Elect. Wld, Vol. 155, 6, Feb. 6, 1961, p. 46~48]

PT は指定された階級に対して一つの基準となるところの標準負担における比較正、位相角で規定される。しかし、実際にはこの標準負担と同じ負担で使用されることはまれである。

一般に PT は、0 VA の点と他のもう一つの負担の点の比較正、位相角が与えられると、(製造者の保証試験は少なくとも 0 VA と標準負担の 2 点で示される) 円線図を描くことによって他のすべての負担における比較正、位相角が図上から求められる。この円線図に標準の階級の限度を示す平行四辺形を重ねれば、これらの階級に相当するすべての二次負担が図示され、負担に対する階級が簡単に求められる。この円線図に第 1 図のように角の Cosine で目盛った分度器を用いれば容易に力率の異なった負担の比較正、位相角も求められる。



第 1 図

また、二次導線の影響があるときは、一つの負担 (0 VA を除く) の比較正、位相角に、その負担における二次導線の影響分を加えて円線図を描けば、その円線図はすべての負担に対しても、その影響を考慮した値を示すことになる。電圧が異なったときは、その電圧における 0 VA の点の比較正、位相角まで円線図の 0 VA の点を平行移動させればよい。しかしその電圧における負担の値は計算により求める必要がある。

この方法は理論的に正しいから、円線図から求めた結果は試験結果と同程度の確度をもつ。

訳者注 二つの負担の誤差から円線図を描き、他の二次負担における比較正、位相角を求める方法はわが国でもすでに広く知られていることであるが、扱い方のテクニックの一例として知られた。

(池田委員、坪内次次訳)

3.345. 実効および無効電力の表示法

M. Skalicky: Eine Darstellung der Wirk- und Blindleistung. [Elektrotech. u. Maschinenbau (E. u. M.), 78. Jahrg., Heft 4, 15. Feb., 1961, S. 186~187]

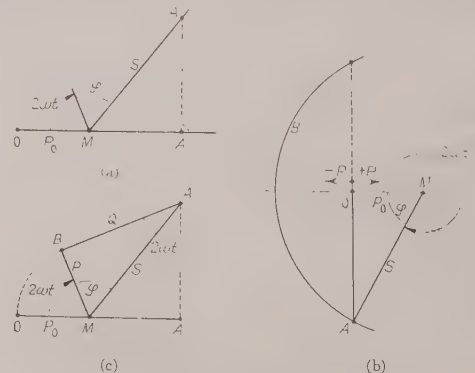
電気回路の理論において複素平面上に電圧、電流をベクトル表示する方法はきわめて有力である。これを電力に拡張しようという試みがしばしばなされてきた。だが結局電力は 2 階のテンソルとして扱うべきであるので、通常のベクトル表示は困難であって、実行されたものもあるが複雑で、物理的意味は失われてしまっている。よって複素平面に表示することはあきらめて、他の簡単な図表示の方法を考えた。

有効電力の瞬時値 p は単相正弦波交流のときは、電圧を U 、電流を I 、位相を φ 、皮相電力を $S = UI$ とすれば

$$p = 2 UI \cdot \sin(\omega t + \varphi) \sin \omega t \\ = S \cos \varphi - S \cos(2\omega t + \varphi)$$

これを図示したものが第 1 図 (a) である。

線分 OM の長さ $P_0 = S \cos \varphi$ である。ここで OM を固定する。 M 点を中心に線分 MA を長さ S 、角度



第 1 図

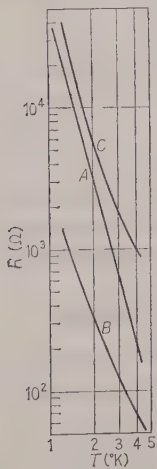
$2\omega t + \varphi$ で与える。この線分は角速度 2ω で回転している。このとき $\overline{OA'}$ が求める有効電力の瞬時値を示す。(b) 図において B の領域すなわち $2\pi > 2\omega t > 2\pi - 2\varphi$ では φ は負である。(c) 図に示されているのは、直角三角形 MAB を作るとき $AM = S$, $\overline{AB} = Q = S \sin \varphi$, $\overline{BM} = P = S \cos \varphi$ である。このとき有効電力の瞬時値は折線 $OMBA$ の直線 OA' 上への射影で示される。すなわち直角三角形 MAB は角速度 2ω で回転をしていることになる。ここで有効電力は $P_0 = UI \cos \varphi$ で示され、無効電力は $Q = UI \sin \varphi$ で示される。

以上のようにして電力の表示ができたが、ここでの図示はベクトルとは無関係であり、三角形の各辺の長さがそれぞれの電力を示していることに注意しなければならない。(柿沼委員, 米沢慎吾訳)

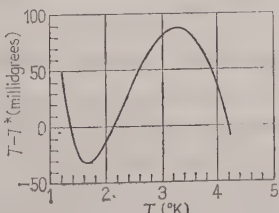
3-346. 炭素とゲルマニウム抵抗 温度計の比較試験

Peter Lindenfeld: Tests and Comparisons of Carbon and Germanium Thermometers. [Rev. sci. Instrum., Vol. 32, No. 1, Jan., 1961, p. 9~11]

市販の炭素抵抗は低温用抵抗温度計として多くの長所をもつために二次温度計として広く用いられているが、抵抗値と温度との関係が安定であるとはいえない。すなわち常に 20°K 以下の低温におく限りでは問題はないが、室温にもどしたりすると狂ってくるのである。最近 Kunzler らの発展させた Ge 抵抗温度計は再現性は素晴らしくよいので方々で用いられはじめています。著者は2個の Ge 抵抗温度計 A, B について液体ヘリウム温度 $1.4 \sim 4.2^\circ\text{K}$ 間で精密測定を行ったのであるが、その折に炭素抵抗の再現性も調べてみた。銅製の Vapor pressure bulb を液体ヘリウムジュワの底におき、Vacuum-jacket をつけた $1/8$ in のステンレススチールパイプを通して水銀および Butyl phthalate 圧力計につないで T 55 E Scale で温度を決めた。各温度計はこの Bulb にはりつける。抵抗の電力依存度を調べる他は消費電力は 10^{-8}W 以下に押え



第 1 図



第 2 図

た。測定結果は第1図に示す。温度計 A は $3.917 \log T^* = 4.697 - \log R$ でよく近似される。T 55 E Scale から決まる T と T^* との差と T との関係は第2図に示す。数十回の測定の rms 偏差は 0.0004° で 0.02% に相当するが、これは圧力測定と電気測定の不確定性による。次に温度計 A の抵抗値の電力依存性を調べたが 2.8°K では $5 \times 10^{-9}\text{W}$ 以下、 1.8°K では $5 \times 10^{-10}\text{W}$ 以下で電力に依存しない結果が出た。温度計 B の再現性も調べたが、平均からの rms 偏差はやはり 0.0004° であった。この抵抗は 2.1°K および 1.7°K での測定では消費電力 10^{-7}W 以下では電力に依存しない。

従来の測定では Allen-Bradley 社の炭素抵抗は室温と液体ヘリウム温度間のCyclingで、再現性は $\pm 0.1\%$ であった。ここで $1/2\text{W}$, 56Ω , $1/10\text{W}$, 68Ω の Allen-Bradley 炭素抵抗の再現性を調べたところ同じく $\pm 0.1\%$ であった。この炭素抵抗を Ge 抵抗温度計のように適当な保護管中に入れるとよい再現性が得られるかどうか興味があったので、銅とガラスで作った保護管内に $1/10\text{W}$, 68Ω の抵抗体をつるして中に1気圧のヘリウムガスを封入したものを測定したが、再現性は $\pm 0.1\%$ ではだかのもとと変わりはなく、Ge 抵抗温度計にくらべると悪かった。

(鳩山委員, 鈴木 満訳)

3-347. 超伝導を用いたミリ波、 遠赤外検知器

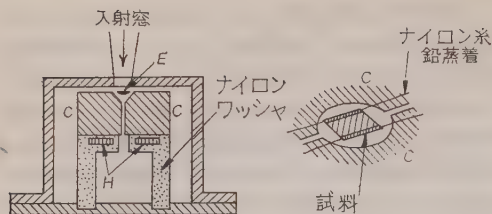
D. H. Martin & D. Bloor: The Application of Superconductivity to the Detection of Radiant Energy. [Cryogenics, Vol. 1, No. 3, 1961, p. 159]

ミリ波から遠赤外にかけての領域の放射線の検知は、だいたいにおいて検知すべき電力が非常に小さいのではなはだ困難である。常温での検知器の検知感度は熱雑音で押えられるが、現用のすぐれたボロメータ、熱電対、圧力セルなどの感度はだいたいにおいてこの限界に達しており、これ以上の感度の進歩は理論的に望みがたい。したがって、低温での測定が熱雑音レベルを下げる意味で有望である。

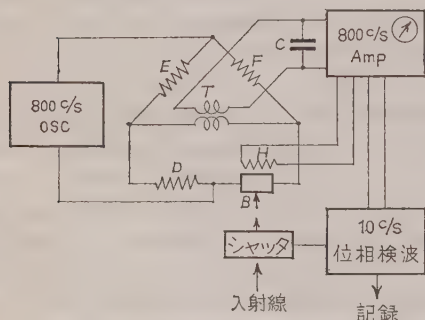
しかし、上に述べたような普通の熱的検知器を低温で用いるのは困難である。低温になれば熱雑音も減るが抵抗温度変化、熱電能などもやはり減るから記号雑音比は改良できない。

超伝導性を表わす金属はその転位温度を境としてそれ以下の温度では抵抗が0となる。常伝導状態から超伝導状態に移る間の温度範囲は物質によって異なるが、この実験に用いる Sn 蒸着膜の例では 0.1° の程度である。この間の急激な抵抗変化を用いて感度のよい放射線検知器ができる。

第1図に検知器の構造を示す。検知器 E は右側に



第 1 図 検知器の構造



第 2 図 測定回路

詳細に示したようにマイカ薄膜の上に蒸着したすずの薄膜である。細いナイロン糸で割目のある黄銅ブロック CC に固定してある。リードとしてはナイロン糸とマイカにわたって鉛を蒸着する。鉛は使用温度で超伝導体であるから、きわめて薄く蒸着してあっても完全なリードとして役立ち、しかも熱伝導が小さいから検知器の感度を下げない。 H は黄銅ブロックの温度を調節するヒータである。

電気的回路を第 2 図に示す。検知器はブリッジの一つの枝 B をつくっている。 D は B とほぼ等しい抵抗値の抵抗である。ブリッジには 800 c/s の交流を与え、不平衡電流は変圧器 T を通して飛び出す。 B, D, H, T が低温にはいつている。入射線は 10 c/s のシャッタでチョップし、800 c/s で増幅したのち 10 c/s で位相検波する。一方、1 s 以上の時定数で 800 c/s の出力を H にもどし、 B の無入力抵抗を一定に保つようにする。実際は B の温度を $10\sim 5^\circ\text{K}$ 程度で一定に保つことができる。もちろん、第 2 図の検知器全体を液体ヘリウムを用いて 3°K 付近に保つわけである。

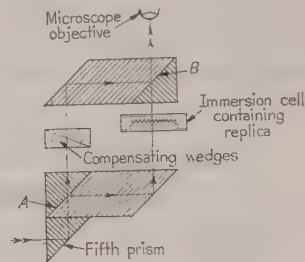
感度を普通の Golay 検知器と比較すると SN 比で 40 倍から 100 倍になっており、最大感度として、入射エネルギーで 10^{-12}W (検知面積 $3\text{ mm}\times 2\text{ mm}$) が得られた。分光感度は赤外領域から 1 mm ぐらいまではほぼ一様である。

(鳩山委員)

3.348. 表面のあらさの測定

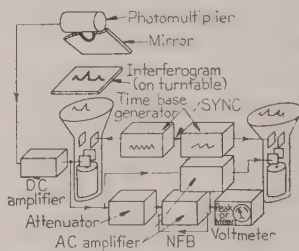
D. A. Parker & C. K. V. Owen: Surface Roughness Measurement. [AEI Eng. Rev., Vol. 1, No. 3, Sept., 1960, p. 126~129]

歯車、軸受、ピストンあるいはシリンダなど機械的接触面の良否は重要な問題である。本文ではこれら表面のあらさを測定する新しい方法が述べられている。従来は光学的なものとしてはほとんど表面の「反射光」を利用した干渉じまを観測するものがおもであった。しかしここで述べてある新しい方法は、まず測定すべき表面の凹凸を粘土状の透明な酢酸セルロースで写し取る。この透明な写し形を試料として第 1 図に示すようにその「透過光」を利用した干渉じまを観測するものである。すなわち図に示すようにプリズムの半透過面 A で入射光を 2 分し、一方の光線は適当な液体中に浸した試料を透過し、他の光線はそのまきさび形の調節系を通して、最後に半透過面 B で合成され、これを顕微鏡で観測する。試料としての写し形は表面が凹凸しているから、それに応じて光の位相もずれ、結局合成波を干渉じまとして観測できる。試料を直接空気中においた場合は干渉じまの 1 間隔は試料の凹凸の深さ 47 micro-in に相当し、液体 dipentene に浸した場合は 1,655 micro-in に相当するという結果がでている。



第 1 図

次にこの干渉じま図形の自動分析装置が述べてある。第 2 図に示すように、ブラウン管の前面に分析すべき干渉じま図形をおき、ブラウン管ビームで照射して透過した光を光電子増倍管で受け増幅して Y 軸に負帰還し、ビームを曲線に自動追従させる。 X 軸は時間軸である。かくして Y 軸からは干渉じまと同一の波形の電圧が得られるから、これをさらに増幅して交流電圧計で指示させれば、全体としてのあらさの大きさを知ることができる。



第 2 図

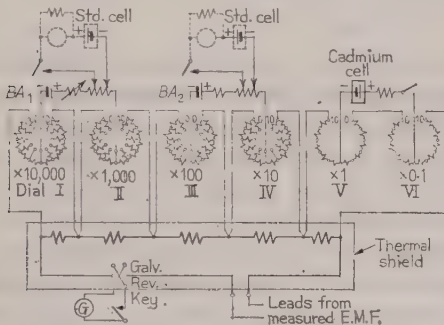
3.349. 6 ダイヤルの低圧用電位差計

W. H. Schaeffer: The Six-Dial Thermofree Potentiometer. [Instrum. and Control Syst., Vol. 34, No. 2, Feb., 1961, p. 283~291]

アメリカルピコン社の新形低圧用電位差計の紹介である。まずこれまでの電位差計の歴史を詳細に述べて

ある。低圧用電位差計でもっとも注意すべきことは、ダイヤル接点に発生する熱起電力の影響を無くすることで、そのため従来の代表的な低圧用電位差計、たとえば Diesselhorst, Wenner らは検流計回路に直列にダイヤル接点がいらないようにしてある。また、これらは二つの回路の電位差を差動的に EMF 端子に取り出している。

ルビコンのものは $0.01 \mu\text{V}$ までの測定を目的としたものでその回路図を第 1 図に示す。これは 3 組の電位差計を直列に接続して 6 ダイヤルとしたもので、動作電流は左から順に 10 mA , 1 mA , $12 \mu\text{A}$ である。カドミウム電池は内蔵で、ふだんは動作電流を調整す



第 1 図 6 ダイヤル電位差計回路図

る必要がない。個々の回路は Diesselhorst と同様である。

図中大線は切れ目のないマンガニン抵抗で、接続点は温度差をなくすため近接して置かれている。これらは重いコンパクトなアルミダイキャストに納めてある。

検流計キーは反転できるようになっており、検流計自身の回路の熱起電力の影響を除去できる。キーは純銅で接点は金を使用し、この銅片を重い銅ブロックの間にマイカを介してはさみ、温度を同じになるようにしてある。また接点に発生するわずかの熱起電力は逆向きで相殺され、測定者の指からの熱伝導はきわめて小さいように熱絶縁され、しかも両側の接点に等しく伝わるようにしてある。I~VI のダイヤル抵抗体からのリードは熱伝導を防ぐためマンガニンを使用し、しかも熱シールドのダイキャストと熱的に接触させてある。以上の注意により熱起電力の影響を $0.01 \mu\text{V}$ 以下に押えることができた。

6 ダイヤル電位差計の測定範囲は二つで、上のレンジは測定範囲 $0 \sim 110 \text{ mV}$, ($0.1 \mu\text{V}$ ステップ) 精度は $0.01 \% + 0.1 \mu\text{V}$, 下のレンジは $0 \sim 11 \text{ mV}$, ($0.01 \mu\text{V}$ ステップ) 精度 $0.01 \% + 0.01 \mu\text{V}$ である。この電位差計 2 組を納めた“Double”も製作されている。

その他の特長として、Diesselhorst などの差動回路にくらべて零点が安定であり、EMF 端子から見た内部抵抗がダイヤルの位置によらずほとんど一定 (13Ω)

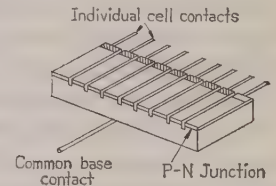
であること、および静電しゃへい、漏れに対するガードの改良があげられる。(柿沼委員、島崎辰夫訳)

3.350. 計装および制御に応用されるシリコン光電池

V. Magee & A. A. Shepherd: Silicon Photo-Voltaic Cells for Instrumentation and Control Applications. (J. Brit. Instn Radio Engrs, Vol. 20, No. 11, Nov., 1960, p. 803 ~819)

シリコンの単結晶板の表面に波長 $0.3 \sim 1.2 \mu$ の光が照射された場合、表面にごく近い部分にキャリアが生じ、P-N 接合が表面に近い部分にあるならば、キャリアは電子と正孔とに分かれて外部回路に電圧を発生する。この現象を利用したのがシリコン光電池であって、製法は N 形シリコンの薄片とほう素を重ね合わせて $1,200^\circ\text{C}$ の炉に入れると、ほう素がシリコン内に拡散してゆき、約 0.0001 in の P 形の層が形成される。薄片を必要な大きさに切断し、必要な動作面以外は接合部を取り除くと、第 1 図のような一つの共通のベース上に多くの光電池を持った 1 群ができる。

この際の必要条件は、(1) 接合部が表面下ごくわずかの厚さに形成される。(2) 表面反射が小さい。(3) 発生電圧が高い。(4) 表面層の直列抵抗が低い。などであって、ほう素の高純度のものを使用すれば条件は満足される。発生最大電圧 V_{oc} は回路開放時で、光の強さに対して対数的に変化し、ほぼ $0.1 \sim 1 \text{ V}$ である。最大電流 I_s は短絡時で、光の強さに比例し、温度上昇とともに I_s は $0.3 \% / ^\circ\text{C}$ 増加し、 V_{oc} は $2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$ 減少する。したがって 100°C をこえる温度で充分動作する。負荷抵抗 R と回路発生電

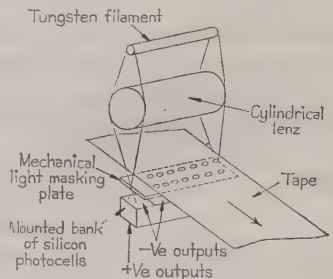


第 1 図 多重光電池の構造

件力 P との関係は、 R_{opt} の場合最大値となり、この条では電力変換効率は約 22% の理論値を持っている。

応用例には、継電器の直接駆動が示され、小形で動作が速く、丈夫で経済的である。組合せの最適条件として $\sqrt{PR} = 0.4$ が示されている。

すなわち電圧は 0.5 V 以下、コイル抵抗は R_{opt} 付近が望ましい。また光電池の小さなものは 0.06 in 幅



第 2 図 テープ判読方式

条件 P との関係は、 R_{opt} の場合最大値となり、この条では電力変換効率は約 22% の理論値を持っている。

応用例には、継電器の直接駆動が示され、小形で動作が速く、丈夫で経済的である。組合せの最適条件として $\sqrt{PR} = 0.4$ が示されている。

すなわち電圧は 0.5 V 以下、コイル抵抗は R_{opt} 付近が望ましい。また光電池の小さなものは 0.06 in 幅

で、プリントされたセットにはめ込まれ回転軸に取り付けられたパターンを通過した光を検知して、1 minの角度の測定精度を得ると述べている。その他、2枚の回折格子を通過した光の干渉による工作機械の制御、回転歯車の歯数測定に使う光電2進カウンタ、350~2,000°Cの色温度を測定する高温度指示計が紹介されている。(柿沼委員, 岩本俊一訳)

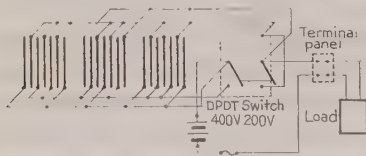
3-351. 大電流用無段可変抵抗器

C. R. Yokley & J. B. Shumaker, Jr.: Stepless Variable Resistor for High Currents. (Rev. sci Instrum. Vol. 32, No. 1, Jan., 1961, p. 6~8)

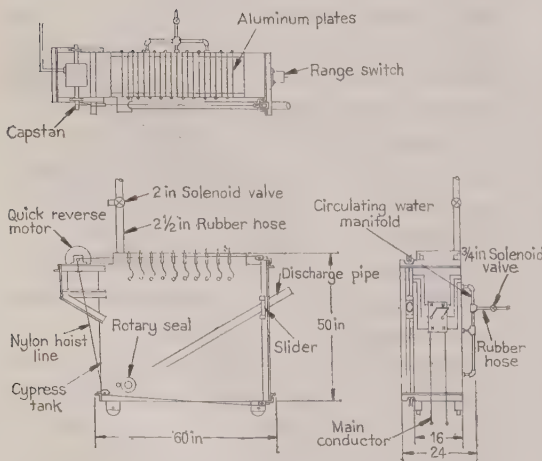
水抵抗器は無段制御ができること、広範囲の抵抗が得られること、場所をとらないこと、熱放散が簡単なこと、構造は比較的簡単であり、経済的であるという利点を有するが、この小論文は、大電流調節用の水抵抗器について述べてある。

その抵抗体としての水は普通の水道の水を用いている。それを入れるタンク (47×30×16 in) は糸杉の木材を用いて組み立てられ、鋼鉄で補強したものである。タンクの中には、アルミニウムの極板がベークライトの隔離板を両端にはさんで並列に保持されていて、第1図に示してあるように結線してある。

その水道水は抵抗体として用いられると同時に冷却液体として使用しているし、抵抗器は連続運転はされないで再循環ポンプおよび熱交換器は必要としな



第1図



第2図

第1表

Function	Method	Control
Water level	3-position drum switch, quick reversing motor	Remote
Rapid tank-fill	2-in. solenoid valve	Remote
Cooling water—circulate	1/2-in. solenoid valve	Remote
Maximum discharge pipe rotation	Upper and lower limit switches	
Electrical supply (control)	Master switch on control panel	Manual
Resistance range-setting	DPDT knife switch	
Maximum current limitation (generator)	Air circuit breaker 1000 amp	Remote
Maximum current limitation (battery)	Fuses (200 amp)	
Protection—internal short	Fuses (100 amp)	
Water level indicator	Variable resistor-ammeter circuit	Remote

い。

水の導電率および電極の侵された部分の面積がその抵抗値を決定する。極板は一定の距離で隔離されているので、抵抗値は水位に逆比例することになる。タンクにはいってくる水の量は出てゆく水の量にほぼ等しいようにしてあるので、放水パイプの垂直方向の高さは内部の水位を決定する。そこで、水位を制御するために放水パイプをナイロン線で機械的に接続し、すべり車を用いてそのナイロン線を制御している。(第2図)

この水抵抗器の動作特性は第1表に示したが、寿命は正確にはわからない。しかし、ここに述べたアルミニウム極板の抵抗器は電極侵食の兆候が現われないで 100,000 A-h 運転されている。

(柿沼委員, 山崎修史訳)

3-352. 可動鉄片形計器の設計における駆動トルクの取扱い方

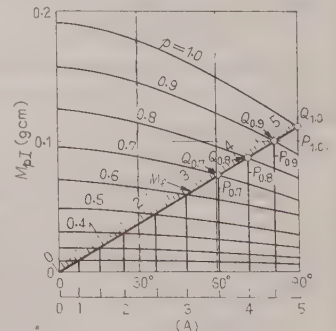
J. Bubert: Die Bedeutung der Drehmomentkurven des Dreheisenmesswerkes für Entwicklung und Konstruktion. (Feinwerktechnik, Jahrg. 64, Heft 7, 1960, S. 240~247)

可動鉄片形計器に一定電流 I を流したときの駆動トルク M_I はふれ角 γ によって変わり $M_I = f(\gamma)$

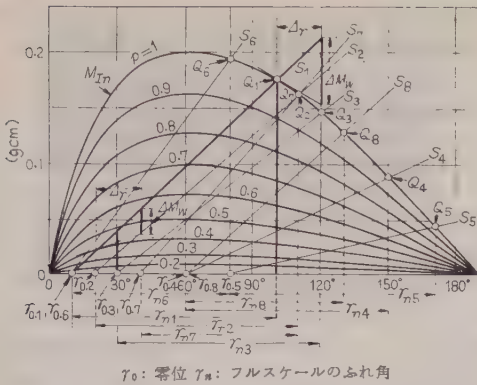
で与えられる。

M_I は電流の二乗に比例し、 pI なる電流による駆動トルク $M_{pI} = p^2 M_I$ となる。

制御トルク M_f は γ に比例し $M_f = k\gamma$ であるから、第1図に示すように M_{pI} 曲線と M_f 直線の交点はその電

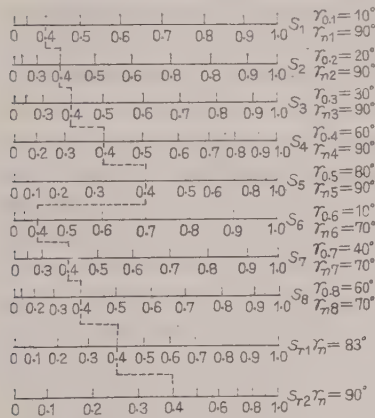


第1図 駆動トルクと目盛分布の関係



第 2 図 ウェストン形の駆動トルク曲線

流に対する指示(ふれ角)を示す。目盛分布特性は M_T 曲線の形状によって変わり、また同じ形状のものでも計器として実際に利用する部分のとり方によって変わる。第2図はウェストン形(固定片と可動片を同心円上に配置したもの)の M_T 曲線で、これから得られ



第 3 図 ウェストン形(第2図) およびたんざく形の目盛分布

た目盛分布が第3図の $S_1 \sim S_8$ である。 S_5 のように下のほうが広がっているものは電動機用電流計などに適する。精密計器には、たんざく形(固定片と可動片を放射状に配置)が適当で第3図 S_{r1} は電圧計の、 S_{r2}

は電流計の目盛分布を示す。

可動鉄片形計器においては通常の機械的良度よりむしろ Einstellmoment を考慮する必要がある。これはある電流を流したとき指針が静止する位置(指示点)の付近で指針を指示点に持ってこようとするトルクで摩擦の影響、静止までの時間などに大きく影響する。Einstellmoment M_E は次のように定義される。(第2図参照)

$$M_E = \frac{\Delta M_W}{\Delta \gamma} \gamma_n$$

直流可動コイル形計器では $M_E = M_f \gamma_n$ であるが、可動鉄片形計器では $M_f \gamma_n$ より小さくなることもあるから注意を要する。第3図の目盛のものについてふれ角と M_E の関係を示してある。

(柿沼委員, 島崎辰夫訳)

3-353. リアクタンス標準器の安定度

L. H. Ford: Stability of Some Reactance Standards. [J. sci. Instrum., Vol. 37, No. 12, Dec., 1960, p. 463~465]

イギリス NPL の実用標準器の安定度に関する報告で、一次標準である相互誘導器の値が不変であるとした値。

1937 年に製作された可変相互インダクタは 10 mH にセットしたときがもっとも安定で、1937~1948 年の平均値と 1937~1960 年間の平均値が 0.2×10^{-5} で一致している。

1 μ H から 1 H までの自己インダクタは少し大気湿度の影響を受けるが、200 μ H 以上のコイルの 1946~1960 年間の値は第1表のようである。10 mH は 1954 年より恒湿容器に納めたが 1955~1960 年間で $\pm 1 \times 10^{-5}$ の安定度を示している。100 μ H 以下は安定度は低下しており、1 μ H は 1946~1960 年間に 0.002 μ H 増加している。10 mH の新トロイダル密封形は最近 2 年半に 3×10^5 増加している。

1932 年製作し、1951 年に 1 年間乾燥してからシリカゲルとともに金属箱に密封した 0.01 μ F のマイカコンデンサは、1952 年から 2 年間は安定だったがその後 8 年間に 4×10^{-4} だけ増加しているが、原因は湿気侵入でない。NPL の標準用マイカコンデンサは 0.01 ~ 0.1 μ F が 1950~1960 年間で $+3 \times 10^{-5}$ /年、大形のクランプ形 0.1~1 μ F はもっとも安定で最良の 0.2 μ F は 1944~1950 年間の平均値より 1959~1960 年間の平均値が 1×10^{-6} 大きいだけで、値の変動も 10 年間に 3×10^{-5} を示したにすぎない。

第 1 表 標準インダクタのインダクタンス変化範囲

インダクタンス (mH)	0.2	0.5	1	5	20	100	1,000
変化 ($\times 10^{-5}$)	21	22	14	8	5	6	13

可変コンデンサは 2,000 pF のものは 10 年間で $\pm 5 \times 10^{-5}$ 、5,000 pF は $\pm 10 \times 10^{-5}$ の変動を示した。

総じてリアクタンス標準器は製造後 2~3 年を過ぎた後は $\pm 5 \times 10^{-5}$ /10 年の安定度をもっている。インダクタは 10~100 mH、コンデンサは 0.1~1.0 μ F のものがよい安定度を示している。

(柿沼委員, 菅野 充訳)

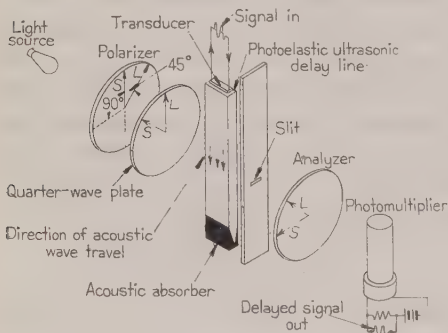
4-354. 連続可変ガラス遅延線

H. A. Brouneus & W. H. Jenkins: Continuously-Variable Glass Delay Line. [Electronics, Vol. 34, No. 2, Jan. 13, 1961, p. 86 ~ 87]

周波数 2 Mc 以上で遅延時間 10 μ s 以上に対して音響伝搬媒質にガラスを用いる固体超音波遅延線がもつ

とも一般的に使用されている。これは多くの長所を有するが、中間タップおよび遅延時間の可変が容易にできないという欠点がある。

1948 年 Arenberg は図に示すように、透明なガラス棒を遅延線に用い音響信号を光学的に読み出すことによってこの困難を克服した。ガラス棒に応力が加わると複屈折を示す。この屈折率の差の大きさは応力の大きさに変化し、ガラスを平面偏光が通過する際たがい直角な二つの成分に分解し、その 2 成分光線の位相遅れがその屈折率の差で変化する。図において光がスリットを通過する際、この位相遅れの変化はアナライザである第 2 偏光スクリーンに達し、ただ円偏光に変化をもたらし、したがって光増倍管へはいる光の強さが音波に応じて変化する。この系へ固定移相器 (1/4 波長板) をそう入し、偏光を導くことによって直線関係が得られ、取り出し得る最大光線の 50% に動作点を定めると、光増倍管の負荷抵抗に現われる信号は遅延線に加えられた信号を忠実に再現する。電気音響変換器に最近開発された大形強誘電体セラミックを用いると、変換効率が高く満足すべき結果が得られた。音響伝搬モードは縦波か、すべり波かが使われるが、遅延線の壁からの超音波反射の点からもすべり波がよ



第 1 図 ガラス遅延線を通過する
音波を読み出す配置図

い。系の雑音は光増倍管より生じ、SN 比は光増倍管の出力回路に使われているフィルタの帯域で決まる。現在、真直な棒の遅延線で最大 160 μ s であるが、さらに長い時間または小形するには二つ以上の平行な棒を音響プリズムで結合して得られる。同様に多角形線路 (5 ms まで作られている) にも適用しうるし、多角形を二つ溶接しても得られる。このようにして遅延時間が全遅延時間にわたって連続的に変えられる。

光弾性遅延線は可変またはタップ可能な遅延装置として広範な応用が考えられる。遅延線を二つならべておき、光が二つを次々に通過すれば、光増倍管の出力はおのおの供給している信号の和となる。また 1 組の偏光スクリーンと 1/4 波長板とを二つの線路の間へ置けば出力は積となる。したがって計算機能に対する可能性がある。(豊田委員, 高橋英男訳)

4-355. 自動高速度ダイオード試験器

E.V. Marrott & V.S. Zucco: High-Speed Automatic Diode Tester. [Electronics, Vol. 34, No. 2, Jan. 13, 1961, p. 93~95]

ダイオードを精確に試験するには種々のパラメータを測定しなければならないが、別々の試験装置を使うと能率が悪いので、使用度の高いダイオードを 1 日 18,000 個試験する自動試験器と比較使用度の低いものには 1,200 個/日扱える手動試験器が作られた。試験回路のパッケージはプラグインで自動機と手動機で互換性があり、新しい形のダイオードに対しても容易に適応できる。

手動機はゲルマニウム、シリコン、ツェナーダイオードを一つのコンソールで測定でき、回路は測定条件を簡単に換えられる。ラストパックの検出回路とともに同時に使用できる 12 の試験パラメータがある。逆電圧は 0 から 1,000 V まで連続可変、正方向電圧測定用定電流は 0.1 mA から 15 A まで連続可変である。逆方向抵抗、正方向ドロップ、ピーク逆電圧、逆方向動抵抗、正方向回復時間、Flutter、高低ツェナー電圧、ツェナーインピーダンスとヒステリシスの試験ができる。

自動機も 1 および 2 W 形の各種のダイオードが扱える。逆電圧は 0→500 V、定電流は 0→500 mA 連続可変である。機構は第 1 図のようにベルトコンベヤによる流れ方式で、不良品は自動的に排除される、良品は最後に計数され、またテープロールに巻かれる。各種の試験回路について説明されている。検出はリミットゲージ式である。

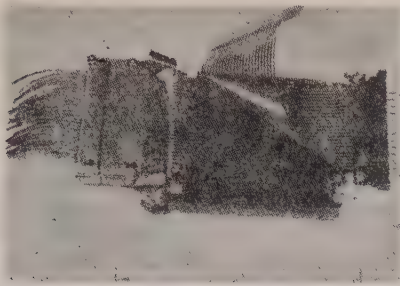
最近是一般にリミットゲージ式でなく変動を試験する方向にある。ロットの分布をとることもテストパックを空いている所に追加そう入して層別の試験を行うことも比較的容易にできる。(豊田委員)

4-356. イギリス物理学会展示会の 花形は固体電子装置

W.W. Macdonald: Solid-State is Theme of British Physics Show. [Electronics, Vol. 34, No. 6, Feb. 10, 1961, p. 24~25]

毎年、春早く、イギリス物理学会の展示会がロンドンで開かれる。大ホールの中を縦横に整然と区画し、ニュートン通り、マクスウェル街などと名をうった展示棚には、各メーカーや研究所が最新の技術の結集を競って陳列する。この報告は 1961 年の展示会の印象記で、固体電子装置が花形であったと述べている。

興味あるものとしては、International Computers and Tabulators 社が出品した、第 1 図に示すような磁性薄膜を用いた記憶素子で、50×50 ビットをたくわえることができる。記憶素子は磁性膜でおおわれた 2



第 1 図

枚の Al 板と選択線よりなっていて、サイクル時間は $1\mu\text{s}$ の数分の 1 である。

王立レーダ研究所は、遅れ時間、幅、振幅をそれぞれ独立に変化できるパルス発生器を出していたが、これは、方形波発生器、トリガ遅れパルス発生器、出力装置などよりなり、 50Ω のケーブルにきわめてはつきりした $5\mu\text{s}$ のパルスを送り出していた。

Marconi 社の出品した UHF パラメトリック増幅器は、ただ 1 本の X バンドの導波管で、UHF 信号を X バンドに変換し、Varactor ダイオードで増幅している。ポンプ周波数は 9Gc で、X バンドの増幅された出力は再びミクサークリスタルで UHF にもどされるようになっている。Elliott Brother 社のレーダビーム位置指示器や、Decca Radar 社の周波数掃引 X バンド発振器も紹介されている。

回路素子では、Standard Telephone 社のタンタルコンデンサは、焼成した多孔性のタンタル体に酸化物を作り、電極に二酸化マンガン半導体を用いている。また、Edward High Vacuum 社のガラスの上にクロムやニッケルクロムを真空蒸着して作った抵抗体も興味あるものである。

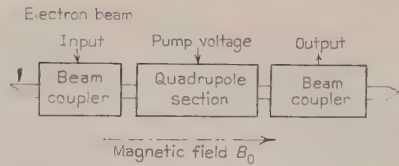
その他、エレクトロルミネセンスを用いた地図や、眼の動きの測定器、S バンドの空洞メーサ、等積変調器なども紹介されている。(北村委員、片岡照栄訳)

4-357. 直流励振四極子増幅管

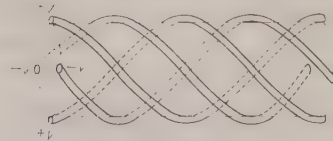
A. E. Siegman: The DC Pumped Quadrupole Amplifier-A Wave Analysis, [Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 48, No. 10, Oct., 1960, p. 1750~1755]

この増幅用マイクロ波電子管の構造は第 1 図に示される。増幅を受け持つ四極子電極は図示のとおり電子のサイクロトロン運動による螺旋運動と同期してねじられ、直流電圧が加えられている。本文ではこの増幅管の増幅機構が波動解析によって明らかにされている。

電子流の横方向波動を一般的に 2 種(速い、遅い)のサイクロトロン波と 2 種のシンクロナス波の和によって表現し、ねじられた四極子電界のもとにおける電子流の運動方程式を求めると、2 種のサイクロトロン波の相互間の結合が増幅の源であることが示される。こ



第 1 図



第 2 図

の増幅管は Adler-Wade の四極子パラメトリック増幅管と類似の構造を持つが、パラメトリック増幅器ではない。利得 $G(\text{dB})$ は

$$G(\text{dB}) = A + 1.38 \left(\frac{\lambda_0}{R} \right)^2 \left(\frac{V_p}{V_0} \right) N$$

ただし、 A : 外部回路との結合による係数、 $2R$: 向い合った四極子電極間の間隔、 λ_0 : サイクロトロン波長、 V_0 : 電子流の加速電圧、 $\pm V_p$: 四極子電極の直流電圧、 N : 四極子電極にのるサイクロトロン波数

$3,000\text{ Mc}$ で使用する場合の電圧、電流、磁界、寸法などは充分実現可能な値であり、一例によれば 2 in の長さの四極子電極を用いれば 30 dB の利得が得られることが示される。また、この電子管は遅波回路が不要である利点の他に、一次近似では増幅帯域幅が無限度であることが特徴である。また、サイクロトロン波の雑音を除去すれば、低雑音増幅管としても有望である。

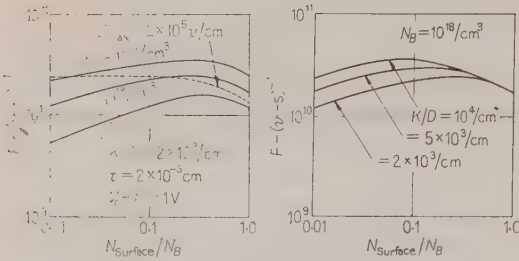
ねじれのピッチがサイクロトロン波長の 2 倍であるときにはビート現象が起り、増幅は起らないことが示されている。(浜崎委員)

4-358. バラクタダイオードの設計

J. Hilibrand & C. F. Stocker: The Design of Varactor Diodes. [R.C.A. Rev., Vol. 21, No. 3, Sept., 1960, p. 457~474]

バラクタダイオードの Figure of Merit F として ϵ 断周波数と容量対電圧変化率との積が用いられるならば、パラメトロンにおいては F は励振電力損と立上り時間の積に反比例し、パラメトリック増幅器においては F は利得帯域幅積に比例し、励振電力損に反比例する。本文では、 F を大きくするような半導体不純物分布について理論的検討が行われている。 F を大きくするためには、ベース域の不純物密度は大きくしかも Depletion layer の端における不純物密度は小さいことが要求される。

Out-diffusion により半導体表面の不純物密度を小さ

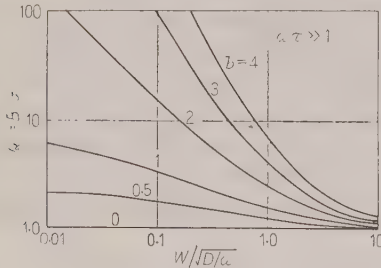


第 1 図

くし、その上に合金法によって接合を作ることによって上述の要求を近似的に達成した場合について検討するならば第 1 図の結果が得られる。Sb を含む N 形 Ge については表面の不純物密度が深部のその 30% 付近のとき F が最大になる。また、接合面からの距離を x 、半導体の厚みを t 、 b をパラメータとすると、半導体の不純物密度 $N(x)$ が

$$N = N_{\max}(x/t)^b$$

によって与えられる場合には、 $b=1 \sim 2$ のとき Out-diffusion による場合より高い F の値が得られる。さらに b が大きくなると、容量対電圧変化率が顕著に減少するため F は減少する。しかし、順方向電圧が加



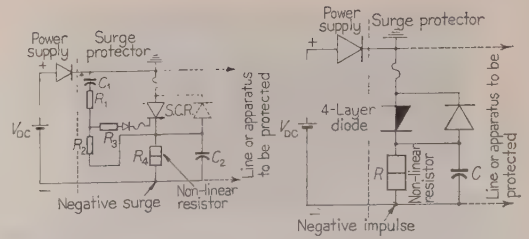
第 2 図

えられたときには少数キャリアの蓄積効果のため第 2 図のとおり b が大きいほうが大きな Q の値が得られ、順方向電圧で使用する場合には b が大きな構造は好ましい状態である。(浜崎委員)

4・359. 直流低圧回路のサージ保護方式

P. Chowdhuri & L. J. Goldberg: Surge Protection of Low Voltage D-C Circuits. [A.I.E.E. Conference Paper 61-126]

半導体シリコン整流素子、トランジスタ、SCR (制御電極付シリコン整流素子) などを使った低圧直流回路用サージ吸収器が研究され、Morgan 回路と呼ぶ SCR を使用した方式と 4 層整流素子を使ったものが報告されている。第 1 図は SCR を使ったサージ吸収装置の回路例であり、この動作につきゲート回路、最小保持電流の阻止作用、SCR の逆電圧阻止耐量など



第 1 図 C-R 並置のサージ吸収器

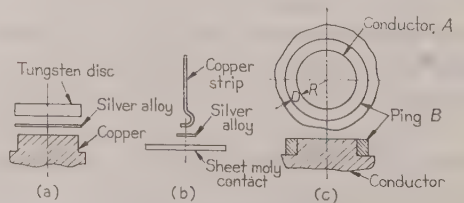
第 2 図 4 層ダイオード使用のサージ吸収器

が述べてある。4 層 PNP 素子はゲート回路はないが、保持電流の特性を利用して続流をしゃ断するもので、第 2 図はこれを示したものである。SCR と 4 層素子とを使う場合の相違は興味ある問題であり、両者とも Rate effect (進捗効果) を有しているが、サージ電圧による点弧特性を両者比較すると、ゲート回路の励弧作用は SCR のスイッチ電圧値を低下させる。また $V-T$ 特性の差は PNP 構造の中間部の NP 接合の Clearing 時間の差で説明される。このことに対して SCR のゲートの点弧から完全通電にいたる時間遅れ、印加電圧波形の上昇率の差などにつき詳しく論述している。また 4 層整流素子についても特性の解説があり、かかる半導体整流素子を使用した低圧直流回路のサージ保護は満足すべき状況にあることを、サージ試験のオシログラムより立証した図が掲載されている。さらに SCR を使ったサージ吸収器は、ゲート回路のパラメータを変えれば任意に保護電圧レベルを変えることができる利点があると述べて結んでいる。(山田委員、加藤又彦訳)

4・360. 疲労なきシリコン整流素子構造

W. B. Green: A Fatigue Free Silicon Device Structure. [A.I.E.E. Transaction Paper No. 61-24]

変動負荷に適用されたシリコン P-N 整流素子は必然的に熱応力をうけ、そのため寿命を縮小する。これを改善する研究として素子自体の構造と異質金属間の溶ダとを開閉反覆試験 (3.5 min 通電し、6.5 min 休止、375 A 負荷で 35% 責務) により判定した。周囲温度が 38°C、接合部直径 5/8 in の Soft solder 法の合金形シリコン整流素子で 35% 責務の開閉試験を実施した。その結果は (1) 式に示すように接合部温度が



第 1 図

上がれば上がるほど Soft solder 部が早く破損することを示した。

$$ND^2\Delta T^2=C \dots\dots\dots (1)$$

ただし, N : 破損までの反覆数, D : 接合部直径, T : 接合部温度変化, C : 定数

棒の疲労現象論よりシリコン整流素子特有の構造の場合の理論式として (2) 式を誘導している。

$$N^{1/2}\Delta Tf(D)=C \dots\dots\dots (2)$$

ただし, $f(D)=D$ 接合部直径

そして疲労の発生しない構造の要素について詳述されているが, これを簡単に説明すれば第 1 図の三つの図が現品に採用した具体的内容である。第 1 図 (a) はタングステン円板を厚くし, 応力の大部分を銅製座台に加わるようにしたこと。(b) 図はリードの接続法をくふうしたこと。(c) 図は銅の座がタングステンの環にはめられて膨張を制限していることである。本文中に Hard solder 法で上記の構造を採用した P-N 整流素子の内部構造図と各製作段階の組立写真とが載っている。また 30 A, 合金形シリコントランジスタと 50 A, 拡散・合金形シリコントリニスタの内部組立写真の紹介がある。むすびとして, Soft solder 法の整流素子は変動する負荷に対して疲労現象が起り, 上式に示した各要素に影響されてやがては破損する。これに対し正しく設計された構造で Hard solder 法のもは変形なく, 疲労現象は発生しない。パワートランジスタ, トリニスタともに Hard solder 法であるため, すぐれた性能をもっていると報告している。

(山田委員, 加藤又彦訳)

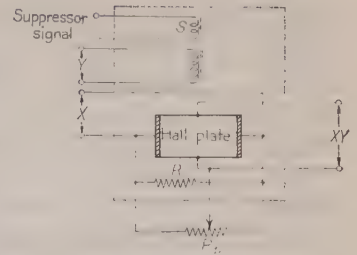
4-361. ホール効果乗算器の設計と動作

R. P. Chasmar, E. Cohen & D. P. Holmes:
The Design and Performance of a Hall-Effect
Multiplier. [AEI Eng. Rev., Vol. 1, No. 3,
Sept., 1960, p. 130~135]

ホール効果を利用して, 二つの変数を電流とこれに直角の磁界の強さとして与えた場合に, この積は電流と磁界の方向にともに垂直に現われる電位差により求

めることができる。

第 1 図は, 構造を写真で示し, 第 2 図は電気回路である。入力 X, Y は電流の形で与えられ, 薄片と磁気回路に供給さ



第 2 図

れ, その積 XY はホール効果により電圧の形で出力に現われる。ホール乗算器の薄片にはインジウム, ひ素化合物半導体が適当である。この物質は

(a) ホール効果の温度係数が小さく, 広い温度にわたって動作が安定である。

(b) 電子の移動度が高く, 板の抵抗が小さく, 板の電力損にくらべて出力が大きい。

ホール電圧 V_H に関する方程式は

$$V_H = \frac{R}{t} BI \times 10^{-5} \dots\dots\dots (1)$$

V_H : ホール電圧 (mV), R : ホール係数 (cm^3/C), I : 薄片の電流 (mA), B : 磁束密度 (kG), t : 薄片の厚さ (cm)

インジウムひ素化合物の R は I, B に無関係であるので, 出力の非直線性は磁束密度, したがってフェライトの磁気特性に基づくものである。

非直線性は磁気回路のヒステリシスループによるものと考えられ, ループの高さに対する最大幅の割合によって定義することができる。実用的な乗算器であるためにはこれが 1% 以下であることが必要である。

直線性は信号が交流であるか, または直流であっても完全に正か負である場合には比較的良好であるが, 直流で零のときに出力が零でないところに問題がある。このため直流入力は高い周波数で変調し, 出力をろ波する。第 2 図のコイル S は変調のために使用する。

(1) 式のホール係数 R の温度に対する変化の $-60 \sim +120^\circ\text{C}$ における二つの例が示され, $20 \sim 60^\circ\text{C}$ において $0.06\%/^\circ\text{C}$ の変化であることを示している。

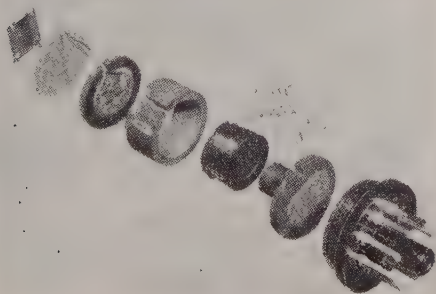
ホール電圧はフェライトの透磁率の温度による変化によっても変動するが, $20 \sim 60^\circ\text{C}$ において $0.1\%/^\circ\text{C}$ の割合で降下する。

ホール効果乗算器はアナログ計算機に主として応用されたが, 他に変調器, チョッパ, 電力計にも利用できる。

(柿沼委員, 関川幸夫訳)

4-362. 対称トランジスタ

G. H. Parks: Symmetrical Transistors. [J. Brit. Instn Radio Engrs, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 79~88]



第 1 図

トランジスタの立上がり時間により i_b の波形が第 1 図 (c) のようになると正しい測定ができないので、(d) 図のような波形になるように i_b のパルス幅を選ばなければならない。また、くり返し周波数はトランジスタの熱放散の時定数を考えて決定される。本論文ではパルス幅 1,000 μ s, くり返し周波数は電源の 60 c/s を用いる。

第 2 図 (a) は測定器の略図と各部分の波形を示している。測定器は定電流ベース駆動電源、コレクタ電源、電流計、電圧計よりなり、スイッチにより PNP, NPN 形トランジスタの測定ができる。

ベース駆動電源は定電流電源で単安定、マルチバイブレータにより一定可変な幅のパルスを出す。

コレクタ電圧は同期をとって測定する。これらの相互関係は第 2 図 (b) に示すとおりである。

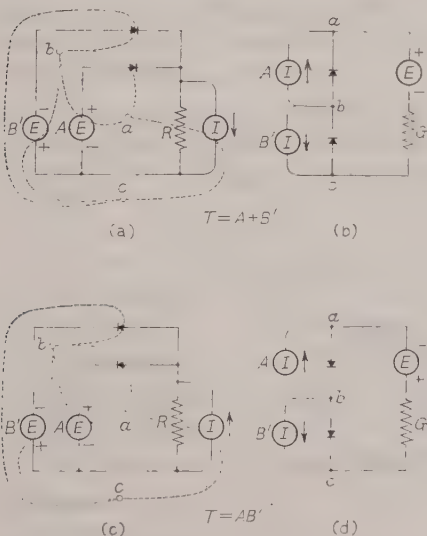
測定器はこのほか、 I_{C0} , I_{E0} , その他のパラメータも測定できる。
(柿沼委員, 関川幸夫訳)

5.364. 電流で動作する ダイオード論理回路

Henry Reinecke, Jr.: Current Operated Diode Logic Gates. [Commun. and Electronics, No. 52, Jan., 1961, p. 762~777]

普通のダイオード論理回路網を双対原理の目で見直すと、全く新しい形の論理回路網が見出され、これに特有な長所も考えられている。本文はこのような回路網について、合成理論に重点をおいて記述している。

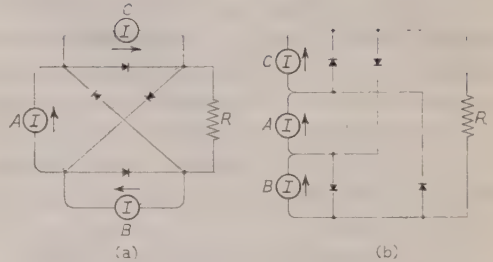
まず第 1 表の規約にしたがって、電圧で動作するダイオード論理回路網から、電流で動作するそれに変換される様子を第 1 図の例で説明している。



第 1 図 双対原理によって変換して得られる回路の例

第 1 表 変換の規約

Parameter	Voltage operated	Current operated
Logic level	$\pm E$	$\pm I$
State 1	$+E$	$+I$
State zero	$-E$	$-I$
Source impedance	Low	High
Load impedance	High	Low
Connection of stage inputs	In parallel	In series
Connection of stages	In series	In parallel



第 2 図 ブリッジ形回路の例

普通の電圧で動作するダイオード論理回路網では、ブリッジ形の回路網 (Lattice network) は使われないから、電流で動作するダイオード論理回路網では、ブリッジ形の回路網が考えられるという点が特徴になる。そのような例を第 2 図に示す。

ブリッジ形の回路の長所はダイオードの本数を減らしうることである。(たとえば、 $T = A + B + C + D + E$ という関数は 16 個のダイオードで実現できる)

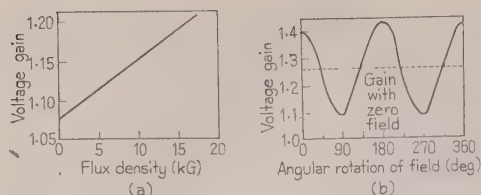
この特徴を生かしてスタティック乗算回路が作られる。4 けた 2 進数の乗算回路がブリッジ回路の特徴を生かして回路網に組むときは、約 270 個のダイオードで足りる。(誤動作で防ぐために 4 本のダイオードを付加しなければならなかった) 実験した回路では、約 2.4 μ s という結果を得た。(豊田委員, 村田賢一訳)

5.365. 磁界はトランジスタ の利得を変える

R. W. Lade, D. J. Fitzgerald, A. F. Lucas & T. P. Lynch: Magnetic Fields Vary Transistor Gain. [Electronics, Vol. 34, No. 5, Feb. 3, 1961, p. 68~70]

トランジスタ内の電流分布が、励磁巻線からの磁界の影響を受けて変調される可能性を調べるために、ゲルマニウム PNP アロイ接合トランジスタのキャップをはずして磁界中に置き、その他の回路素子は全部しゃへいをほどこして、磁界とトランジスタの利得との関係を求めた。

磁界を接合での拡散電流の向きと平行にした場合は、第 1 図 (a) のように電圧利得は磁束密度に比例して増加したが、トランジスタの向きを 90° 変えた場合には逆に、電圧利得は磁束密度を増すにしたがって減



第 1 図

少する。そして、一定の強さの磁界のもとでは、トランジスタを回転させた場合には、その電圧利得は第1図(b)に示すように、トランジスタの拡散電流の方向と磁界の方向とのなす角に応じて正弦波状に変化する。

拡散電流と磁界とのなす角が直角のときに、両者のベクトル積が最大となるが、電圧利得は両者が平行となったときに最大となる。これはむしろベース再結合電流と磁界との相互作用が大きな働きをしていることを示すものである。

共通エミッタ増幅器の開路電圧利得は、近似的に $A_v \approx h_{fe} R_L / h_{ie}$ とかかれるから

$$\frac{dA_v}{d\alpha} = -R_L \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \right)$$

また、 $h_{fe} = \alpha / (1 - \alpha)$ 、 $h_{ie} = h_{ib} / (1 - \alpha)$ より $d\alpha = - (h_{ib} / R_L) dA_v$ となる。

実験に用いた回路では $\alpha = 0.95$ 、 $h_{ib} = 32 \Omega$ 、 $R_L = 100 \Omega$ であるから $d\alpha = -0.32 dA_v$ となり、第1図(b)で dA_v は 33% であるので、 $d\alpha$ は 10.5% となる。

また、磁界を拡散電流と平行にかけたときには周波数帯域のわずかな増加が観察された。

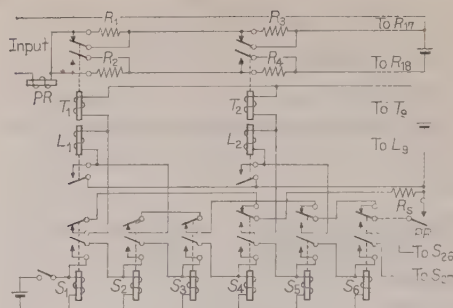
(北村委員，片岡照栄訳)

5.366. 継電器式 AD 変換

Thomas L. Greenwood: Voltage-to-Digits Conversion with Relays. [Electronics, Vol. 34, No. 2, Jan. 13, 1961, p. 96~98]

測定範囲 0~100 V、分解能 0.5 V、変換速度約 1 s の継電器式 AD 変換器が述べてある。信頼性、安定性、維持の容易さなどを目的としたため、電子管類を使用せず、全継電器式である。原理は平衡形で誤差検出には特に増幅器を使わず、感度の高い有極継電器を使用している。すなわち電圧感度は 0.5 V 以内、消費電力は 1 mW 以下である。

ブルドン管圧力ゲージの先端にしゅう動子を直結した電位差計で圧力を電圧に変換し、これをさらにデジタル変換してのちプリンタにかける例が述べてある。継電器式 AD 変換器の回路を第1図に示す。2進化 10 進符号 (4-2-2-1) によって上のけたから順次比較、平衡されてゆく。図において $R_1, R_2, R_3, R_4, \dots$ は標準分圧抵抗で、40 V, 20 V, \dots と 4-2-2-1 符号を形成している。継電器 S_1, S_2, S_3, \dots は将棋倒しに順次動作し歩進が行われ、3 ステップで一



第 1 図

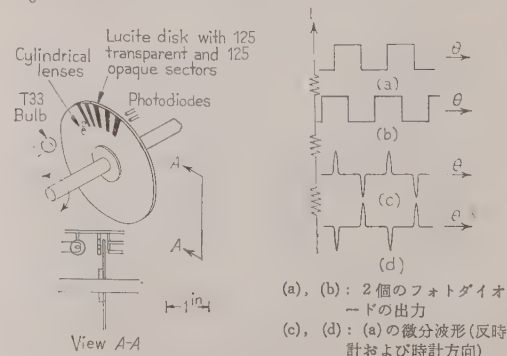
つの比較が完了する。動作を説明するとまず S_1 が動作して R_5 と継電器接点を通して T_1 を動作させ R_1, R_2 によって 40 V が入力と比較される。入力がたとえば 53.5 V とすれば入力 ≥ 40 V で検出有極継電器 PR により接点 PR (図の右下) が閉じ、次のステップ S_2 が動作したとき継電器 L_1 を働かせる。 L_1 は自己保持用継電器であるので、次のステップ S_3 が働いて回路が切れてもそのまま T_1 および L_1 は保持されている。次に S_4 が動作すると前と同様にして T_2 が動作し、試みに R_3, R_4 によって 20 V が前の 40 V に加わって入力 $< 40 + 20$ として比較される。今度は符号が逆で接点 PR は開である。したがって次の S_5 が動作しても L_2 は動作せず、後の S_6 に次いで S_7 が動作し、回路が切れたとき T_2 は復帰する。以下同様にして R_{17}, R_{18} まで順次比較され平衡が完了する。最後の結果はプリントされる。

(柿沼委員，楠井昭二訳)

5.367. 数字式累算装置

T. H. Fields & R. W. Findley: Accumulating Digitizer System. [Rev. sci. Instrum., Vol. 31, No. 12, Dec., 1960, p. 1312~1317]

可逆計数回路でパルスを累算することにより、直線距離や角度を数字式に測定、記録する装置をあわ箱写真の座標位置測定に利用したものについて述べている。

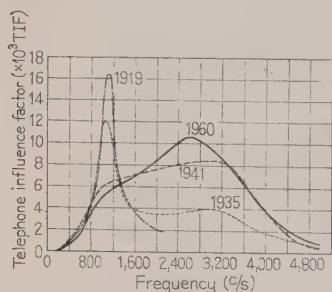


第 1 図 回転デジタル素子 第 2 図 回転角-電圧

6・369. 電話障害係数とその測定

W. C. Ball & C. K. Poarch: Telephone Influence Factor and Its Measurement. [Elect. Engng, Vol. 80, No. 2, Feb., 1961, p. 136]

Edison electric institute と Bell 系の研究小委員会が電話障害係数 (TIF) の 1960 年の改訂値を発表した。送配電線に電話線が接近している場合、高調波電流により電話に誘導障害をおよぼすが、その障害程度を表わすのが TIF であり、従来この係数については何回か改正されてきている。第 1 図は 1960 年のものを含めたその変遷過程を示す。各年代の特性は、その



第 1 図 TIF 係数 (1919~1960)

種々の電話セットを用いて作成された。図より明らかなように、TIF はその時代を受話器の特性により大きく支配される。改正された TIF は低周波数では電話装置の改良により小さくなっているが、(1935 年のものでは第 19 調波において TIF が最大) 1960 年では第 43 調波において最大値を有する。誘導障害には静電誘導により影響を与える電圧 TIF と、電磁誘導により影響を与える電流 TIF があるが、前者は後者にくらべほとんど無視しうる程度である。電流 TIF はおもに零相電流により生じ、非常に重要であるが、従来回転機に対して無負荷電圧の TIF の値に制限を設けているだけである。これは電流 TIF の測定が工場試験では容易でないことと、電圧 TIF の値が小さければ実際上やっかいな高調波電流が流れる可能性も少ないだろうという仮定に基づいている。

この TIF は電圧または電流の高調波解析により計算されるが、その簡易測定器が Western Electric Comp. から 3 A noise measuring set として製作され、その結合装置なども含めて TIF の測定法を述べている。

(清水委員、高橋 満訳)

6・370. 同期発電機の無負荷時騒音

J. H. Walker & N. Kerruish: Open-Circuit Noise in Synchronous Machines. [Proc. Instn. Elect. Engrs, Vol. 107, Pt. A, No. 36, Dec., 1960, p. 505~512]

本論文は同期発電機の無負荷時磁気騒音に関するも

のである。同期発電機では 500~1,500 c/s 程度の単純音が発生することがあるが、無負荷時におけるこの種の電磁音の成因、それに影響をおよぼす諸要素の検討、騒音の大きさの推定法、および実物と計算値との対比検討などが取り扱われている。

無負荷時の磁気騒音は、固定子スロットに起因する空げきパーミアンスの不同と、界磁起磁力に含まれる高調波との相互作用から生ずる磁気吸引力のため、固定子鉄心が振動することにより発生するものであり、次のような方法で騒音の大きさを推定することができる。

固定子の定まった一点から θ (rad) 離れた点の空げきパーミアンスは、スロット数を q とすると $A = \sum_{m=0,1,2} L_m \cos mq\theta$ で示される。定数 L_m は空げきに一樣な起磁力を加えた場合、固定子スロットの寸法、空げき長によって決まる磁束分布を等角写像で求め、さらにそれをフーリエ解析することにより決定される。また固定子が平滑な場合の界磁起磁力は極対数を p 、回転子角速度を ω (rad/s) とすると $M = \sum_{n=1,3} K_n \cos [np(\theta - \omega t)]$ で表わされる。定数 K_n も L_m 同様磁束分布曲線から求める。実際の機械の空げきに存在する空げき磁束密度は両者の積で表わされると考えられ次のようになる。

$$B = \sum \sum K_n \cos [np(\theta - \omega t)] L_m \cos mq\theta$$

固定子空げきに作用する磁気吸引力 F は B^2 に比例するから、上式より B^2 を求め整理すると

$$F = \sum \sum K_n m' \cos [(2n'p \pm m'q)\theta - 2n'p\omega t]$$

のように表わされる。この式から固定子に作用する磁気吸引力は $2(2n'p \pm m'q)$ の節を持つ $2n'f$ (c/s) の振動力からなりたっていることがわかる。ここで f は基本周波数である。節の多い振動力に対しては固定子の剛性が大きいので、固定子のひずみは小さく、節の少ない振動力に対しては固定子のひずみが大きく騒音を発生しやすい。特に $2n'p - m'q$ がもっとも小さくなるような m', n' の組合せで出きる振動力が騒音の大きさに著しく影響を与える。この振動力に対する固定子鉄心の振幅 δ (in) を求めれば、たとえば機械から σ ft 離れた場所における騒音 (dB) は次式から求めることができる。

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \left[1.3 \times 10^{-4} \times (2\delta)^2 \times f_s^2 \times 10^{16} \times \frac{1}{4} \times k_1 \right]$$

この式は、音のエネルギー密度は距離の二乗に反比例するとの仮定から求められており、 f_s は騒音の周波数すなわち $2n'f$ (c/s)、 p_1 は鉄心表面での振動力波の速さで決まる音の放散係数である。

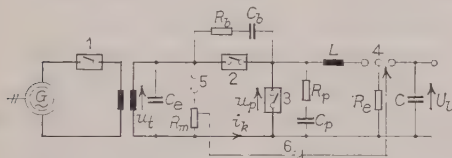
本論文には、固定子の振動要素としての考え方の概略は述べられているが、振動の振幅の算出法、あるいは固定子固有振動数の算式などは一般的な形では与えられていない。

(清水委員、倉持竜一訳)

6-371. 大容量しゃ断器の 新合成試験回路

E. Pflaum u. E. Slamecka: Neue synthetische Prüfschaltung zur Prüfung von Hochleistungsschaltern. (Elektrotech. Z. (E.T.Z.) A, 82. Jahrg, Heft 2, 16. Jan., 1961, S. 33 ~38)

しゃ断器の合成試験回路に要求される第1条件は、供試しゃ断器による大電流しゃ断からその端子間に所定の再起電圧が現われるまでに時間的な遅れがないことである。ところで、電流源の限界容量に近いような大電流を供試器に流してしゃ断した場合には、電圧値は小さいが非常に周波数の高い再起電圧が電流源回路に現われる。そこで、この電流源再起電圧の波高値付近で電圧源回路を始動すれば、電流しゃ断後時間遅れなしに供試器に所定の再起電圧を U_t 与えることができる。



- 1: 投入スイッチおよび保護しゃ断器
- 2: 補助しゃ断器, 3: 供試しゃ断器
- 4: 始動ギャップ, 5: 制御ギャップ
- 6: 整流器

第1図 ジーメンス合成試験回路

第1図はこの原理によるジーメンス社の合成試験回路を示し、供試しゃ断器(3)より左側は短絡発電機を電源とする電流源回路、また右側はあらかじめ高圧に充電されるコンデンサ C を含む電圧源回路である。

試験は次のような順序で行われる。まず投入スイッチ(1)を閉じて大電流を供試器に流し、補助しゃ断器(2)と供試器(3)を同時に引きはずす。電流しゃ断により電流源の変圧器端子間に現われた再起電圧は、コンデンサ C_b および C_p によって補助しゃ断器と供試器に分圧される。一方、変圧器端子間の電圧がある値に達すると制御ギャップ(5)が動作し、電圧パルスが整流器(6)を通して電圧源回路の始動ギャップ(4)に与えられる。これによりコンデンサ C が供試器に接続され、その端子間に所定の高電圧振動が現われる。したがって供試器端子間の再起電圧は、電流しゃ断直後は電流源の再起電圧成分だけであるが、その第1波高値付近以後は電圧源回路の高電圧振動が重ね合わさったものとなる。再起電圧は、 R_p , C_p , L および C の値によって調整することができ、またリアクトル L を抵抗器におき換えて指数関数的な変化をする再起電圧波形を得ることもできる。電流源の運転電圧は、アークによる電流ひずみが無視できる程度に高くしなければならない。

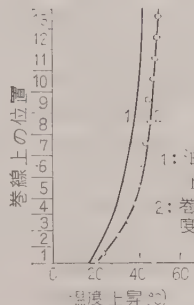
アークの延長については、アーク電流の周波数を低くする方法、補助しゃ断器と供試器に電圧パルスを与えて再発弧させる方法、両波整流したアーク電流を供給する方法などをあげている。

ジーメンス社の現在の設備では、定格電圧 110 kV でしゃ断容量 5 GVA まで、220 kV で 10 GVA までのしゃ断器の試験が可能であり、380 kV 20 GVA のしゃ断器の試験が行えるよう設備拡張が予定されている。(井手委員)

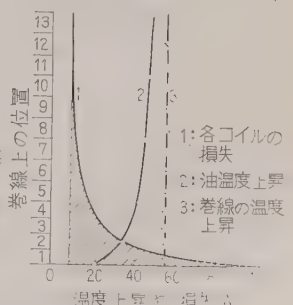
6-372. 巻線の多段化による銅材 の少ない乾式および油入 変圧器開発の試み

Turgut Boduroglu: Beitrag zur Entwicklung Kupferarmer Luft- und Öltransformatoren durch mehrfache Stufung der äußeren Wicklung. (Elektrotech. Z. (E.T.Z.)-A, 82. Jahrg, Heft 3, 30. Jan., 1961, S. 68~75)

変圧器の経年劣化は巻線の温度上昇と関連している。通常の巻線では下部より上部にゆくにしたい温度が上昇し最高部付近で最高温度となるが、これを許容温度以下としなければならない。もし巻線各部の温度が一樣にしかも最高許容温度となるように発生損失を調整すれば巻線の利用率が高められ銅材の節約が可能となる。このような観点からモデル変圧器について気中および油中において、(1) 全巻線に同じ電流を流し、(2) 全巻線の温度が等しくなるように、各コイルの発生損失を個々に調整し、(3)、(2)と同じく各コイルの発生損失を段階的に各区分ごと調整し、温度および損失分布を測定した。(3)は(2)によるとコイルの種類が増し、製作費が高くなることを考慮したものである。モデル変圧器は、外側巻線を段階的に区分して測温用銅コンスタンタン熱電対をはりつけ、各独立に調整用抵抗を介して電源に接続し、直流を流して温度試験を行った。油中における測定の結果を第1図~第3図に示すが、それぞれ(1)、(2)、(3)の場合に対応している。実際の変圧器では各区分が直列に接続されるので、導体断面積を発生損失に反比例するように選ぶ必要がある。巻線を数段階に区分しおのおの断面の

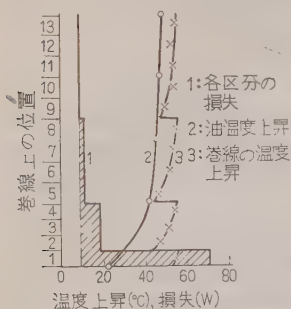


第1図



第2図

異なったコイルとすれば、気中で 15% (3段階) 油中で 29% (4段階) 銅材重量が低減できることが判



第 3 図

なる大容量器ではむしろ短絡時機械力によって導体断面が決定され、巻線相互の電磁的な平衡も充分考慮しなければならない点など、なお検討すべきであろう。

(清水委員, 池田義明訳)

6.373. 極数変換形誘導電動機

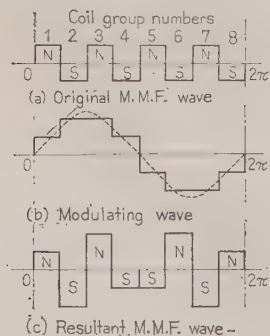
G. H. Rawchiffe & W. Fong: Speed-Changing Induction Motors. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 107, Pt. A, No. 36, Dec., 1960, p. 513~518]

本論文は、著者の前論文⁽¹⁾で紹介された“Pole-amplitude modulation”の理論を發展させ、その原理に基づいて作られた極数変換形誘導電動機の試験結果を報告している。

“Pole-amplitude modulation”の原理は、各相の巻線を 2 分割し、それらを互に逆転することによって、極数変換を行うものである。以下極数比 8 極/10 極の極数変換形誘導電動機に関してこれを説明する。

極数変換の場合に、一相の巻線の半分のを他の半分に對して逆転するということは、第 1 図に示すように元の波 (8 極) に 2 極の直角波を変調波として乗ずることと等価である。すなわち、元の波に

$$y = \frac{4}{\pi} h \left(\cos \alpha \sin \theta + \frac{1}{3} \cos 3\alpha \sin 3\theta \right)$$



第 1 図 Pole-amplitude modulation の原理

明した。またこれによって油の温度分布も改善され油速の増加巻線から周囲への熱放散の増加がもたらされる。実際の変圧器で導体断面積を変えた場合この実験との等価性、また特に冷却が問題と

$$+ \frac{1}{5} \cos 5\alpha \sin 5\theta + \dots + \frac{1}{n} \cos n\alpha \sin n\theta$$

なる調和級数を乗ずることと等価である。

8 極の波 ($\sin 4\theta$) に上式の基本波を乗ずれば 6 極と 10 極の波を生ずる。第 3 調波を乗ずれば 2 極と 14 極が、第 5 調波によって 2 極と 18 極が、以下、第 7、第 9……調波によって、6 極と 22 極、10 極と 26 極、……が生じる。しかし、3 相を接続することによって 3 の倍数の極は消えるから、問題となるのは 2 極の波である。これを小さくするには変調波中の第 3 調波と第 5 調波を小さくすればよい。

変調波として第 2 図に示す三つの波を取れば、その第 m 次高調波の振幅は、第 1 図の (a) (b) (c) に対し

$$\frac{4h}{\pi m} : \frac{4h}{\pi m} \cos \frac{m\pi}{8} : \frac{4h}{\pi m} \cos \frac{2m\pi}{8}$$

$$= 1 : \cos \frac{m\pi}{8} : \cos \frac{2m\pi}{8}$$

となる。 $m=3$ および 5 に対して、この比は、1: 0.383: 0.147 となり、変調波として (c) を取れば、(a) の場合の 0.147 倍に減少する。

第 2 図 (c) の場合、極数変換後の半相あたりのコイル配置は (48 スロットに対し) 01-2-2-10 である。もし、極数変換前の配列も 01-2-2-10 にしておけば、極数を変換するときに、コイルを除去したり、そう入する必要はなく、巻線の半分のを逆転させるだけでよい。この場合はコイルの配列を 1-2-2-1 として 36 スロットに収めることができる。(清水委員, 辻 義克訳)

文献 G. H. Rawchiffe & W. Fong: Proc. Instn Elect. Engrs 105, Pt A, 411 (1958)

6.374. 水車駆動の誘導発電機

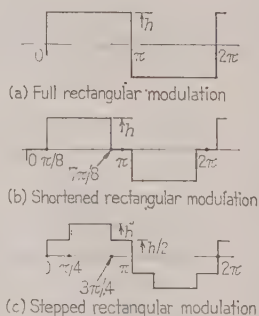
C. L. C. Allan: Water-Turbine-Driven Induction Generator [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 107, Pt. A, No. 36, Dec., 1960, p. 529~550]

この論文は電動機と発電機との運転上のおもな違いを理論的にベクトルで説明し、その他系統容量による発電機の問題について概説している。問題点は長い送

電線によって生ずる無効電流の吸収と電圧降下の減少とによって起るいくつかの利点について述べ、さらに制御、保護、起動、同期化に必要な設備についても記述している。誘導機は電動機にする発電機にしる外部電源から励磁のための無効電流を必要とするが、この電源として一般にその系統内のどこかの同期発電機が使われる。しかしある場合には系統内固有のキャパシタンスから励磁されることがある。

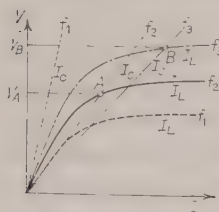
第 1 図に L と C が並列になっている系統内の電圧と周波数をいろいろと変えた場合の電流が示されている。

ある周波数において I_C が I_L より大きい場合、



第 2 図 変調波

系統はいわゆる自励となる。すなわち最低周波数 f_1 において I_C は必ず I_L より小さいので、自励の状態とはならず、 f_2, f_3 の周波数においてはそれぞれ A, B の励磁の安定点がある。実際には小形機のほうが I_C と機械の励磁電流との比が大きいので、自励の状態が特に生じやすい。誘導



第 1 図

このほかに 350 kW, 50 c/s, 415 V, 750 rpm の実際の機械について測定をした結果を発表している。

さらにこのような発電設備において起す電気の価格は普通主発電所におけるものの 1/3 から 1/2 の間であり、普通の使い方としてはピーク負荷のときであるので、その出力は全く経済的である。たとえこの種の発電所によって起す電力量がわずかであっても、その生産価格が安いということが大いに価値のあることである。ちなみにスコットランドの北部に 30 kV から 5 MW の容量のもので合計 20 MW 以上の設備を持ち、年間 64×10^6 kWh の電力量を使用し、さらに 7 MW, 年間 10×10^6 kWh の設備を計画している。

(井手委員, 鈴木健二訳)

6・375. ASEA 新短絡試験場の保護 シャ断器, 高速度投入スイッチ および断路器

Arne Strindemark: The Buck-up Circuit-Breaker, High-Speed Making Switches and Isolators in the ASEA High-Power Laboratory at Ludvika. [Asea J., Vol. 34, No. 3, 1961, p. 27~34]

(1) 保護シャ断器 従来は瞬時充気式空気シャ断器が使用されたが、新短絡試験設備では常時充気式内部断路形の新形空気シャ断器(形式 HTHZ)が設置された。この常時充気式シャ断器のおもな特徴は (1) 開極瞬時、接点周辺に高压空気があるので、アーク時間がきわめて短く接点焼損が少ない。(2) シャ断に際し、シャ断部へ圧縮空気を急速に送気する必要がないので圧力の振動や乱れがなく、シャ断性能に有利である。(3) 排気弁はシャ断時だけ開かれ投入時には閉じたままなので、空気消費量が少ない。(4) 開路時の接点間の絶縁は圧縮空気により保たれるが、その絶縁耐力が高いので複雑な直列断路器をはぶくことができる。(5) 投入動作が圧縮空気で行われるので、先行放電が抑制され投入容量が大きくとれる。(6) シャ断部の可動部分がコンパクトにまとめられており、点検、保

守が容易である。などである。この保護シャ断器は発電機の各巻線に 1 極ずつ直列に接続され、発電機 1 基で計 6 極のシャ断器が使用される。一相 2 ユニットで三相对称 シャ断容量は 13 kV, 2,700 MVA であり、シャ断器ユニットあたりの対称シャ断電流は 13 kV で 60 kA であり、非対称ではその 25% 増しである。開極時間 40 ms, 投入時間 150 ms で、空気消費量は定格操作圧力 15 kg/cm² においてユニットあたり大気換算約 550 lit である。また再起電圧抑制抵抗が主シャ断点に並列に接続されており、その抵抗接点は主シャ断点より 1~1.5 c/s 遅れて開極される。

(2) 高速度投入スイッチ 大容量用投入スイッチ(形式 HZT)と大電流用投入スイッチ(形式 HZA)の 2 種類があり、大容量用では投入時の先行放電を抑えるため投入動作を 15 kg/cm² の圧縮空気で行い、また接点のパウンドを避けるために接点を Plug-Socket 式としており、電圧 15 kV (rms), 電流 300 kA (ピーク値) においても接点の損傷は軽微である。この投入スイッチは圧縮空気で作動され投入時間は 30 ± 0.28 ms である。一方、大電流用投入スイッチは油中で投入される。接点は同様に Plug-Socket 式であるが、可動接点はばね力で投入され圧縮空気で作動される。投入容量は 10 kV で 59 kA (ピーク値) であり投入時間は 7.5 ± 0.28 ms である。

(3) 断路器 断路器はすべて電動機操作で遠隔制御される。発電機側には 15 kV, 6,000 A (ピーク 400 kA, 短時間電流 2 s, 130 kA) が用いられ、変圧器高压側には 120 kV, 2,000 A (ピーク 300 kA, 短時間電流 2 s, 100 kA) が特に設計された。

(井手委員, 富室祥三訳)

6・376. 過酸化水素製造用水銀整流器

R.O. Fletcher: Mercury Arc Rectifiers in Hydrogen Peroxide Manufacture. [Direct Curr., Dec., 1960, p. 81~84 & 92]

過酸化水素製造用の大電流容量の整流装置の設計と運転経験とを述べたもので、電解その電圧-電流-温度特性、電圧効率、電流効率ならびにこの両者の積であるエネルギー効率を最大とする電解その温度は 30~35°C にあり、この温度を制御する冷却系が付属していることなどの基本特性の説明がある。次いで過酸化水素の生産量と保守全般よりみて 500 V の直流電圧を選定し、1,450 A 系列の電流容量の電解そのを並列に設置して要望に答えている。生産額の増加に伴う工場の設備拡張と整流器間の保護方式を簡単に説明している。第 1 表は設置されている整流器の一覧表であり、最近の逆弧状況を示したものである。このよう No. 11, No. 12 のガラス製水銀整流器を除き残余は鉄製ポンプなし多陽極形整流器で、6 陽極/1 整流タンク 2 台で 1 変換単位を形成し、500 V, 1,250 A, 連続

第 1 表

年代	整 流 器 番 号													
	No. 1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12*	13	14
1950	1	1	—	3										
1951	—	—	—	1										
1952	—	—	—	—										
1953	—	1	—	—	2	1	—	1	1	—				
1954	—	—	1	3*	1	2	1	3	1	1				
1955	—	—	—	2	—	1	—	—	6*	—				
1956	—	—	—	—	—	—	7	1	1	—	—	—	3	—
1957	1	—	—	—	—	2	5	2	1	—	—	—	4	—
1958	1	—	1	—	—	—	—	2	1	—	—	—	2	—

ただし * 印は整流タンク 1 タンクだけ取り換え。No. 11, 12 は多極のガラス整流器

定格のものである。No. 5~10 は 1,400 A 負荷され逆弧も多い。No. 1~4 は 1,200 A 負荷され、かつ 1 MW の発電機と並列であるため逆弧は少ない。筆者は逆弧は運転年代に無関係であり、整流タンクの寿命に関係しないようであるといっている。また 2 整流タンクの破損は陽極シールの漏れであるといっている。

保守点検計画は 2 个月ごとに各機器とも定期的を実施する。タップチェンジャの消耗接触部は、そのとき取り換えるが 6 個年で全コンタクトが取り換えられることになる。

1,200 回/1 月の動作回数であるから設計としては良好であるといっている。また 3 个月に一度継電器、制御回路などを点検する。充分なる点検が事故をなくす最良の方法であるといっている。

(山田委員, 加藤又彦訳)

7・377. 超高压送電系統

C. H. Flurscheim: High Voltage Power Transmission Systems. [AEI Engng, Vol. 1, No. 1, Jan., 1961, p. 3~5]

この論文はイギリスにおける超高压送電系統の主としてシャ断器、変圧器および保護制御関係の最近の状況について述べている。蒸気発電所の場合はスチームタービン式の寸法が 20 年前にくらべ 9 倍にもなり、特に金属材料の進歩により 550 kW のセットは既製である。まもなく 1,000 MW twin shaft のセットのものが作られるときがくるだろう。シャ断器に関しては CEBG 系統の大発電所間の連携の結果 1939 年以来そのシャ断容量も 10 倍となり 275 kV, 15,000 MV A が要求されている。大容量のものが漸次要求されつ

つあるが、400~600kV 級の 50,000 MVA のものは経済的にも難点がある。種類としては空気吹付形、油膨張形が多いが前者には 0.06 s で切れるように Multi-breaking resistance を用いている。British-Electrical-Research-Association で行われた基礎研究結果に基づき空気吹付形には種々定格のものが開発されており、ほぼ理想的なしゃ断特性に近づきつつある。CEGB 系統には両者が使われており、ローデシヤの Kariba 送電系統には 450 kV 級の油膨張形、オーストラリアの Snowy River

系統には同様 450 kV の空気吹付形が使用されている。変圧器についてもやはり大容量が要求されている一方、輸送の関係で重量、寸法が制限され単一のユニットとしての出力が押えられてしまうが、技術の進歩により高压変圧器においては、1 t あたりの MVA が 50 % 増加、kVA あたりの鉄損が 33 % 減少できる。いずれにしても三相 275 kV, 440 MVA 級が輸送可能限度であろうといっている。

現在では 275 kV や 400 kV に接続するためのオートトランス形式に移りつつあり、たとえば CEBG 系統に使用されている On-load tap 変換端子付きのものなどがあるが、これは電圧の点 (275 kV) では世界最高である。

送電系統の保護制御関係機器には、継電器方式が用いられているが、刻々性能が改善されている。現在は動作時間が 20 年前の 0.1 s にくらべ 0.04 s と決められているが、実際にはトランジスタ化された装置により、1 c/s 以内に収まるようになっている。

(井上委員, 福田昌之訳)

7・378. Sterlington 発電所における電子計算機による経費節減と信頼性の向上

Chalmer E. Jones & W. T. Hess: Sterlington Computer Proves Savings and Reliability. [Elect. Wld, Vol. 155, No. 11, March 13, 1961, p. 52~53]

Louisiana Power & Light Co. の Sterlington 発電所に新設された発電機およびすでに 1958 年に設置された発電機に対して電子計算機制御装置が取り付けられた。現在の装置は計算機によって得られた情報を基

礎として、発電所の運転員によって操作されているけれども、1961年の初めごろには全自動の電子計算機制御が Little Gypsy 発電所において行われることになっている。Sterlington 発電所においてはこの装置によっていままでに、ボイラ給水ポンプ、真空ポンプ、空気圧縮機の軸承の過熱を未然に防止して 100,000 ドル以上の利益を得ている。

有用なる情報を得るために必要な監視個所は、検討の結果 300 点あることがわかったけれども、設備費とそれを設置することによる便利さとの兼ね合いから 250 点だけを監視し、異常時には毎秒 5 点の割合で監視し、通常時は 100 の変数の読みを記録することに決められた。第 1 表～第 4 表に入力、監視個所および記録データを一覧表にして示してある。(表は割愛する)

測定値と、あらかじめ計算機のメモリの中にたくわえられている基準値とを自動的に比較して、その値が最大あるいは最小の基準外になった場合に制御室中にある警報器を動作させる。運転員は制御盤のスイッチを投入して、場所、時間、データの読み、変数の制限値をプリントすることができる。

制御装置としては信頼性、精度および運転の安定性が要求されるので、できるかぎり可動部分を除去し、静止形の部品が採用され、微弱な信号を開閉するスイッチとしては水銀封入の気密構造のスイッチが用いられている。また電子計算機の速度としては安定性を考慮し、ひかえ目な 50 kc が採用されている。発電所における汚損を考慮して装置の配線にはエポキシプリント配線を用い、電源としては雑音その他の悪影響を除くために蓄電池をフロートして使用している。

いままでの運転の結果よりみて、発電所における保護用ならびに従来の計測用の計器の省略が可能であり、その結果、大幅に経費を節減できることがわかった。(山田委員)

10-379. 汎世界通信概観

E.I. Green: Progress & Problems in World Communication. (Elect. Engng, Vol. 79, No. 6, June, 1960, p. 494~498 (Pt.I) ; Vol. 79, No. 7, July, 1960, p. 569~573 (Pt. II))

最近における世界の人口、電話機数は 1935 年の 400 倍にも達し、また大陸間の通話は 1959 年、320 万通話にもなっている。このように世界の相互通信の需要はますます増大してゆく傾向にある。このような要求を満たすための通信方式として次のいくつかの方式が考えられる。すなわち

(1) 海底ケーブル 1956 年海底ケーブルは 144 kc の帯域、すなわち 4 kc 間隔として 36 回線が使われていた。回線容量を増す方法として 3 kc 間隔の方式を考えられ、これにより 48 回線となった。他の方

法として TASI (Time Assignment Speech Interparation) 方式がある。これは一種の高速度スイッチングであり、1 人が通話中、相手側は通話していないから、この間 1 方向の線路を他の通話に使う方法であり、回線容量を 2 倍にできる。TASI 方式では 16,000 のトランジスタが端局で使われている。最近は新しく効率のよい海底ケーブルができ 60 回線が可能となった。1963 年には 100 回線方式が実現するであろう。

(2) 短波の電離層の反射による方式も忘れてはならない。また

(3) 対流圏の散乱伝搬による通信方式も、世界各地で軍事回線をおもに 500~2,000 Mc を使った数百マイルを単位とする回線が実用化されている。

(4) 人工衛星による通信はもっとも注目すべき方式で、低空式 (2,000~3,000 mile 上空) では 15~30 個の衛星によって絶え間ない通信が可能である。また上空停止形衛星 (22,400 mile) では 3 個の衛星で充分である。衛星としては受動式と能動式 (中継機を積載したもの) がある。1,000~10,000 Mc が使われ、大電力の送信機が使われるので妨害問題が重要になる。

(5) パルス伝送方式 PCM 方式が今後の通信方式としては注目されるところである。

(6) 導波管通信方式 PCM 通信に適している。2 in のパイプまたはヘリックスを使い TE₀₁ モードの円形導波管によるマイクロ波の伝送で、特徴として周波数が高くなるほど減衰が少なくなる。35~75 kMc が使われ、フェーディング、干渉、気象条件による影響のない伝送方式が実現され、電話なら 200,000 通話路、テレビジョンなら 200 回線が同時に伝送できる。

(7) 電子交換 従来の機械的継電器によるものでは交換に要する時間が長い。そこで半導体などを使った高速度の電子交換が要望される。動作時間が早いので計算機、制御器を共通に使用できる。

次に汎世界通信で生じる問題として、通話の時間的遅延がある。商用回線では許容される遅れの限度は 250 ms 程度であり、20 ms 以上の場合にはエコー抑圧回路を必要とする。4 線式交換も考慮されるべき問題であろう。また、世界各国のダイヤルが同じでないことも問題である。普通は 1 から 0 の順にダイヤル数字が並んでいるが、スウェーデンでは 0 から始まり 9 で終わっている。またアメリカでは O (オー) という字は 6 に対応するが、英国では 0 (ゼロ) に対応する。この他信号方式、すなわち信号の継続時間、送出レベル、周波数なども統一されるべき問題であろう。最近盛んになったデータ伝送についてもビットレートなども異なっている。このように考えると国際通信の前途には解決すべき問題が多数あり、CCI などの国際会議における各国の協調が必要であろう。

(沢田委員、森永隆広氏)

10.380. 自動交換局のトラヒック平均化 に应用された品質管理技術

Valerie Miké: Quality-Control Techniques
Applied To Dial-Office Load Balancing. [Bell
Lab. Record, Vol. 39, No. 2, Feb., 1961, p.
53~58]

自動交換局において利用度の大きい加入者と小さい加入者とを平衡させるということは、少ないコストでよいサービスを提供するために非常に重要なことである。この技術が交換局負荷の平均化 (Dial office load balancing) と呼ばれる。

平均化を行うためには、まず加入者が直接接続されている多数のスイッチ群のトラヒックを評価することが必要である。ここに品質管理の技術が応用される。

トラヒック観測のために、Bell 研究所では数年前に Traffic Usage Recorder (TUR) および Traffic Usage Camera (TUC) が開発されている。TUR により連続 1 週間の各スイッチ群の最繁時呼量 (1 回以上) のデータが得られる。週ごとに全群の平均が計算される。この平均の上下に管理限界を設け、各スイッチ群の呼量を評価するための点数をつける。平均値にもっとも近い限界線内を ± 1 点、次を ± 2 、外側を ± 4 点とする。5 週間の点数を集計すると、各群の平衡をとるためのよい手引を得ることができる。

管理限界には偶然原因による標準偏差 (σ) が用いられる。しかしトラヒックデータのばらつきは、(1) 各群自体の特性、(2) 観測した週、(3) 偶然の原因、の総合である。ここから偶然原因の分散を求めるためには、統計学の“分散分析”の手法が用いられる。外側の限界は偶然分散の平方根の 3 倍 (3σ) とする。さらに詳細な評価をするためには、 $\pm 1.5\sigma$ の限界を追加する。

トラヒックの監査は普通 Operating Telephone Co. で扱われる。まず TUR カメラにより、定められた時間隔で群ごとに呼量計を撮影する。次にそのフィルムを特別のマイクロフィルムリーダーで読みとり、カードヘキーパーンチする。このカードから計算機で所要の計算が行われる。計算の結果から点数表が作られる。

Bell 研究所では以上の処理をさらに自動化するために、トラヒックデータを直接磁気テープに記録し、分類集計して汎用電子計算機に入れるトラヒックデータ処理方式 (TDP) を開発中である。

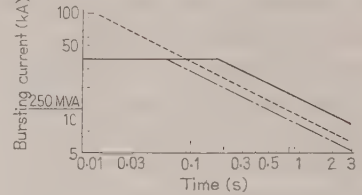
(豊田委員、井関幸男訳)

11.381. 主幹ケーブルにおける短絡

G. S. Buckingham: Short-Circuit Ratings
for Mains Cables. [J. Instn. Elect. Engrs, Vol.
7, No. 74, Feb., 1961, p. 103~104]

地中ケーブルにおける短絡電流の影響については不

明の点が多く、送配電関係の技術者は 11 kV 級以上の紙絶縁ケーブルの場合は従来、導体許容温度として 120°C を経験的に是認しており、これによって設計を行っているが、この値は少し余裕を取りすぎているのではないかと考えられるようになってきた。それで配電会社、ケーブルメーカ協会などではこの問題に関する調査を E.R.A. (Electrical Research Association) に提起したところこのほどまとまり、E.R.A. Report F/T 195 により発表された。この報告⁽¹⁾に基づいているものであるが、これによれば紙絶縁ケーブルでは最高温度 160°C まで許されることが示されている。しかしそれと同時に、短絡時に於いて従来あまり明確でなかった種々の危険性に対しても言及しており、たとえ



第 1 図

ば事故電流が鉛被を通して帰路する場合の鉛被温度は 250°C までを許容すること、あるいは多心ケーブルの場合、短絡電流によって発生する電磁力のためにケーブルコアが破損した実例をあげている。抵抗またはリアクトルによる中性的接地方式では接地短絡電流は制限されるのであまり問題にならない。しかし相間短絡の場合は E.R.A. の調査結果は非常に参考になるであろう。普通見られるようにこれが接地短絡を併発した場合、ケーブル鉛被は全事故電流を受けることになり非常に危険である。短絡の持続時間はケーブルの安全性に重要な関係があるが、この報告は短絡時間に対するケーブルの安全度の計算を勧めている。問題となる接続時間は普通約 3 s とされているが、都市の高圧級ケーブルの保護に対してはもっぱら高速度ヒューズが用いられており、3 s の持続は許されない。したがって、末端の配電ケーブルはほとんど害をこうむることがない。要するに非常に大容量のヒューズを用いている主幹ケーブルから直接分岐するような小ケーブルだけが注意の対象となる。また、発電所とか構内変電所で保護装置なしで OCB が用いられている例をあげ、こうした設備に対してケーブルに対する短絡電流の影響など余計な危険をはぶくような方法を採用すべきであると勧告している。実際ケーブルにほんのわずかな損傷があるとき、短絡時の電力は、これを拡大するものであることを述べている。

(井上委員、佐藤明夫訳)

文献 L. Gosland & R.G. Parr: Proc. Instn. Elect. Engrs,
Paper 3314 S, Aug. (1960)

12-382. 導波管部品の電鍍

N. J. Pierce: Electroforming Waveguide Parts. [Bell Lab. Record, Vol. 39, No. 4, April, 1961, p. 138~141]

通信事業に使われる周波数は次第に高くなる傾向にあり、TJ マイクロ波中継方式では 11,000 Mc 付近を用いている。また 50,000~100,000 Mc を使用する導波管通信方式の研究も進められている。波長の短くなるにしたがって導波管部品は小さくなり、精度と仕上りの要求が高度になるので、その製造法としてめっき技術を応用した「電鍍製造」が重要になってくる。

この方法は製作しようとする部品の心形を希望の寸法、精度、仕上状態に作り、製品にしようとする材質の金属で厚めッキし、最後に心形を引き抜き、溶融、化学溶解などによって取り除くものである。導波管部品には形状、寸法さまざまなものがあるが、単なる心形にめッキするもの他に、部品を構成する金属と心形を組み合わせてめッキして作るものもある。めっきの材質としては銅を使用するのが普通である。

心形にはいろいろな材質が使えるが、めっき後引き抜いてとれるような形状のものにはステンレスで製作し、永久形としてくり返し使用する。引き抜くときは加熱して膨張係数の差を利用する。引き抜けないような構造のときはアルミニウムで1回限りの心形を作り、めっき後は苛性ソーダの高温液で溶解して取り除く。金属以外の材質も1回限りの心形として使用できる。ワックス、プラスチックなどをモールド、押出し、切削により心形に加工し、めっき後は熱溶融、溶剤溶解などの方法で除去する。金属部品と組み合わせて使用するときには接着が容易なので適している。金属以外の心形を用いるときは表面を導電性にする必要があるが、新たにその効果的な方法をくふうした。すなわち、鉄粉の微粒子を表面に塗布し、それを硫酸銅液に浸すと鉄が銅に置換されるので、すぐに銅めっきができるようになる。

電鍍には普通の銅めっきそうがそのまま使えるが、硫酸の量を減らして pH を 3~5 とすると好結果を得る。析出する結晶が小さいほうが機械的にも電氣的にもすぐれているが、電流密度を 30~100 mA/in² ぐらいに小さくするとよい。ある程度厚くなってから電流密度を高くして能率を上げてよい。簡単にめっき液をかきまわすために液中につるした品物のある時間ごとに逆向きに回転させる。品物の各部と陽極の距離を一様化するためにポリエチレン円筒やビーカーで両者の間をさえぎり、実効的に間隔を長くする。めっき液は常に清浄に保つことが必要である。めっきする必要のない部分は絶縁物でおおってやればよい。一時中止しためっきを再開するときは、逆電圧をかけて電解して表面を活性化し、のち、正規のめっきを続ける。

(井上委員, 宮崎 進訳)

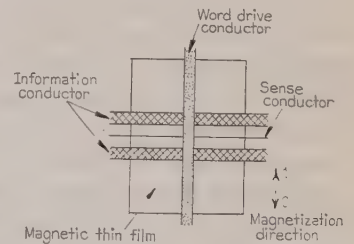
13-383. 高速度計算機の磁気薄膜記憶装置の設計

E. E. Bittmann: Designing Thin Magnetic Film Memories for High-Speed Computers. [Electronics, Vol. 34, No. 9, March 3, 1961, p. 39~41]

計算機の高速記憶装置として、磁気薄膜を使用したものは、0.2 μ s 以下のくり返し時間を持つものができるし、量産に向いているので安価になる可能性があるが、均一性の点で問題があった。この問題に打ち勝ち薄膜のビルディングブロックができるようになった。薄膜素子は 80-20 Ni-Fe の成分をしており、10~50 Oe の磁界のもとで、ガラス板に真空蒸着され、厚さは 2,000 Å で 1/8×3/16 in の方形をしている。1 ビット分の薄膜には第1図のように磁化容易軸と平行に語駆動線、それと垂直方向に読出し線と情報線がある。情報線は読出し線との相互誘導および語駆動線よりのうず電流を減らすため分割してある。3種の導線は厚さ 10 mil の板にプリントされており、2枚で薄膜をはさむようになっている。

1語8ビット 20語分の大きさが、4×3¹/₄ in, 厚さが 70 mil のプレーンにまとめられ、標準のコネクタに付く。

情報は磁化が容易軸のどちらを向いているかによって記憶されている。読出しには語駆動線に必要な電流を流して磁化を磁化困難方向に回



第1図 1ビット分の配置図

転させる。このとき、たとえば1の状態からでは正の信号、0の状態からでは反対の信号が読出し線に得られる。立上り 50 ns で 1 A の電流を流して 5 mV の信号が得られる。情報の書き込みは語駆動電流と同時に情報が1か0かにより正か負の情報電流を流し、望む1か0かの状態に近い向きに磁化を回転させておいて、語駆動電流を先に止めて望む状態にする。

地磁気の影響をさけるため、装置全体に磁気しゃへいが必要であろう。また雑音を小さくするために、読出し増幅器を差動式にしたり、変成器入力にするとよいし、また接地用の金属板を付けることが望ましい。

1 Mc 以上で働く立上り 35 ns で 1 A の電流が流せる語駆動回路が示されている。

16枚のプレーンを積んで 2,560 ビットの記憶容量を持つブロックの写真が載っている。

(豊田委員, 神田泰典訳)

特 許 紹 介

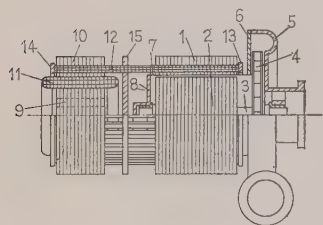
85. ポンプ用誘導電動機

特許公報 昭 35-4270

発 明 者 Fritz Gann

特許権者 Siemens Schuckert

この発明は固定子と回転子とを隔離円筒によって隔離し、電動機の固定子巻線をその電動機と同軸的に隣接して配置した中間変圧器の二次巻線と共通な巻線として構成したもので、第1図について説明すると、ポンプ羽根4ととも



第 1 図

に圧送する流体に浸されるかご形回転子2と、固定子鉄心1との間に隔離円筒7を設け、中間変圧器の一次巻線11を設けた円柱状一次側鉄心の外周に環状の二次側鉄心を設けて、その二次側鉄心10と固定子鉄心1とに、短絡環13, 14を持つ共通のかご形を形成した巻線12を配置し、中間変圧器の二次巻線と電動機の励磁巻線とを兼用させる。15は熱絶縁用の隔壁である。このような構成とすれば、高温や低温の過酷な条件に耐える無機絶縁を巻線に施すことが容易になり、かつ中間変圧器と電動機とが同軸的に隣接して配置され、中間変圧器の二次巻線と電動機の励磁巻線との接続導体などは不要であって、構造が簡単で全体を小形とすることができる。

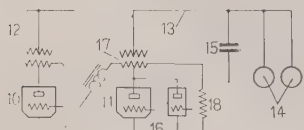
86. 自励式電気弁周波数変換装置の保護装置

特許公報 昭 35-7319

発 明 者 岸 敬二, 今井孝二, 中村睦三, 山崎一雄, 中村徹二, 景守 祐

特許権者 東京芝浦電気, 玉島レイヨン

第2図に示す他制自励式インバータにより150 c/sのような高周波の交流で紡糸電動機を運転しているとき、故障が発生してインバータを含む全電気弁周波数変換装置がいったん停電すれば、インバータの出力端子に設けたコンデンサが紡糸電動機の自励電源装置と



第 2 図

なり、電動機は誘導発電機になって元の周波数(150 c/s)

とは異なる周波数の交流電圧を発生し、その大きさはコンデンサの容量が比較的大きいため、電気弁変換装置が満足に作動していた際の元の電圧値より大きくなる可能性がある。この状態は比較的長時間継続し、これはインバータの再起動を困難とし、再起動に要する時間を長くする。

この発明は複数の電動機14を負荷し、出力回路13に静的コンデンサ15を持つ自励式電気弁インバータ11で、そのインバータの出力回路に停電時の自励現象に基づく発生電圧を、陽極変圧器17を経て電気弁16とインピーダンス18とよりなる短絡回路装置で吸収し、その短絡回路装置を前記インバータを含む電気弁変換装置の停電時に作動させるようにしたものであるから、電気弁変換装置の停電時に生ずる自励現象を抑制するとともに自励電圧を急速に消滅させ、インバータを短時間内に再起動することができる。

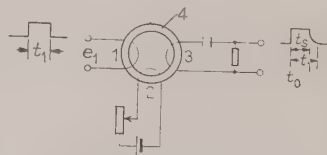
87. 調整可能な幅の方形パルス発生方式

特許公報 昭 35-9068

発 明 者 R. Buser u. H. Kaufmann

特許権者 Siemens u. Halske

この発明は真空管や機械的可動機構を必要としないで調整可能な幅の方形パルスを発生する方式に関するもので、ほぼ方形のヒステリシスループを持つ磁心と3個の巻線よりなる変成器とを用い、第1巻線にはほぼ磁心の保磁力と等しい磁界を発生するような可調整の直流電流が与えられ、第2巻線には前記磁界と反対のかつほぼ2倍の磁界を発生するように幅を変化される



第 3 図

パルスが与えられ、第3巻線より直流の値に应ずる幅を持つ出力パルスが取り出せるようにしたものである。

第3図はその一例で、第1巻線2、第2巻線1、第3巻線3、フェライト磁心4が示されている。

88. 継 電 器

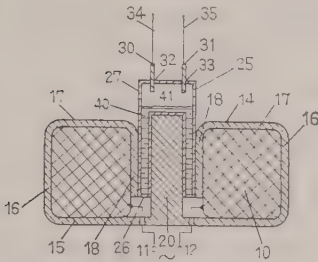
特許公報 昭 35-9527

発 明 者 William Carlson & William Robinson

特許権者 Minneapolis-Honeywell Regulator

この発明は導電性流体を作動手段として利用した継電器に関するもので、第4図のように環状励磁巻線

10を部分的に包圍し、かつこの巻線10の軸上に磁心20を持ち、この磁心20との間に環状の空けきを形成する磁性体外箱14と、この環状空けき中にあり、電極30, 31をそう入された磁心20上に延長している容器



第 4 図

25と、容器25を部分的に満たしているHgやNa-K合金のような導電性流体40とより構成されることを特徴としている。いま巻線10に端子11, 12から交流電圧を加えて励磁すると、磁束は外箱14、環状の中央部18、磁心20を通り、導電性流体40内に電流を誘起する。この電流は、電流と磁束の両者に垂直方向に、すなわち電極30, 31方向に導電性流体40を移動させるので、電極30, 31は導電性流体40により短絡されるにいたり継電器としての作用を行う。したがって大電流用継電器としてきわめて好適なものである。

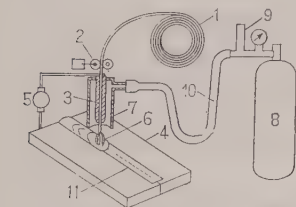
89. アーク溶接法

特許公報 昭 35-12054
発 明 者 長谷川光雄, 木谷聡生
特許権者 大阪変圧器

この発明は炭酸ガス包被アーク溶接において炭酸ガスから発生する酸素による酸化作用を防止しようとするもので、第5図のように通常の炭酸ガス包被アーク溶接に際し、脱酸性を有する溶剤を紙や布のテープに塗布、はり付けあるいは含浸させたもの11を、溶接

線に沿ってはり付けて溶融金属を保護することを特長としている。

前記溶剤テープをはり付ける目的は従来の炭酸ガスだけによるアークしゃへい作用の不足を補う点



第 5 図

にあり、上記脱酸剤のほかに適当量のスラグ生成剤、アーク安定剤、およびこれらの結合剤などよりなっており、またテープを形成する紙や布もアーク熱により分解して溶接部の保護作用を助ける。

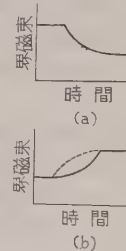
この発明によれば、炭酸ガスおよび溶剤テープによるアークしゃへい効果が相加わって溶接部は有効に保護され、比較的安価な電極線を用いても良好な溶接結果が得られる。さらに溶剤テープは溶接線に沿ってはり付けてあるから、上向や縦向溶接にも実施できる。

90. 電動機界磁制御装置

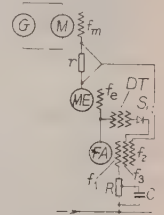
特許公報 昭 35-15960
発 明 者 宅間 豊
特許権者 日立製作所

この発明は、短時間に加減速するに好適な電動機の界磁変化を得るようにした装置である。一般に電機子電流を最大値に保つよう界磁制御を行えば、最大電力が送られてもっとも速く加減速できるが、そのための界磁変化は第6図(a)(加速)、(b)実線(減速)で示すようになる。界

磁指令は単位関数の形で与えるのが普通であるから、加速の場合は容易に要求を満たせるが、減速の場合は(b)図点線のようになり理想界磁性とは逆になる。



第 6 図



第 7 図

そこで、この発明では第7図に示すように、電動機Mの励磁機FAに飽和特性を持つ制動変圧器DTと整流器Sとよりなる負帰還回路を設けた。このようにすれば接触子Cを閉じて抵抗Rの一部を短絡し減速指令を与えると、DTによって界磁が弱い間は強く負帰還がかかってその立ち上がりが押えられ、界磁が強くなるにしたがって負帰還作用は弱まって(b)図実線のような特性が得られる。加速時はこの作用は不なので整流器によって不動作にする。

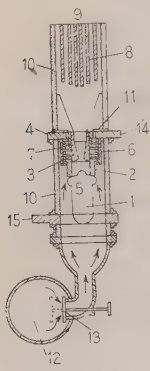
この発明によれば、減速時に界磁電流の小さい間に電動機電流が過大となる危険が少ないため、界磁制御系の応答時間を短く設計できることと相まって、理想的な界磁特性を得てすみやかな減速を行うことができる。

91. 空気しゃ断器

特許公報 昭 35-16271
発 明 者 長岡好文, 柳沢重義, 吉川正也
特許権者 日新電機

この発明は、しゃ断部を流れる空気流の制限をノズルで行わせることにより、接触子間の空気流の正常化と空気圧力の昇圧を敏速にした空気しゃ断器であって、第8図のように、固定接触子1に対し空気流が最良となる相互関係位置にノズル5を形成した電極3を固定し、その電極の外周に固定接触子に対向して定距離進退可能な可動接触子2をしゅう動できるように構成したことを特徴とするものである。したがって開極瞬時においても接触子間のギャップ面積はノズルの面積より大きくなり、空気流の制限は開極後すみやかにノズルに移行するので、ノズルから空気流の上流側すなわち、接触子間の空気流は流体的な過渡状態を経て

定常流となり、空気圧力は急速に昇圧する。従来のノズル式しゃ断器ではノズル自体を固定、可動の接触子



第 8 図

としていたため、開極時には接触子間のギャップ面積がノズルの面積にくらべて小さいので、空気流はまず接触子ギャップによって制限され、その後開離距離の増大に伴う接触子ギャップ面積の増大により、ノズルの面積より大きくなってはじめて空気流の制限は接触子ギャップからノズルに移行されるので、空気流の正常化、空気圧力の上昇が敏速に行われにくい欠点があったが、この発明は可動接触子をノズルの外周にしょう

動可能とし、空気流の制限を開極時に直ちにノズルで行わせることとしたので、前記欠点を有効に除去でき絶縁耐力の回復も著しくすみやかになり、充電電流しゃ断に際しても再発弧、再点弧の現象をみることなくしゃ断できる。

92. 半導体整流器の製造法

特許公報 昭 35-17062

発明者 山口又右衛門、古渡賢市、小山陽市

特許権者 日立製作所

この発明は半導体整流器のPN接合を合金法で作る場合に、同時に行われる半導体板と銅基体とのはんだ接着を完全にするための製造法に関するものである。

すなわちこの発明は、素子の基体をなす銅に銀または金のめっきを施し、この上にはんだを半導体板と対電極金属の合金を作る温度で溶着し、しかるのちに、その上に半導体板と対電極金属を重ねて合金法によりPN接合を作ると同時に半導体板と銅基体とのはんだ接着を行わせるものである。

このようにはんだを高温度で加熱すると完全に流動状態となり、一様な厚みのはんだ層を作るが、同時にはんだと基体の銅表面からのガス出しが行われるので、次に半導体板と対電極金属をのせて再度加熱するときはんだ中にガスが放出されることがなく、したがって気ほうによりはんだの接着を害することがない。

また、はんだの流動はあらかじめ銅基体の面上に施した銀または金のめっき層の存在によって「こて」を用いるような機械的な力を銅の面に加えることなく全面的に均一に行われるから、銅がはんだ中に混入することがなく、純はんだ層が基体上に一様に形成され、また銀、金のめっき層の存在により銅が半導体板中に拡散するような従来の欠点は一掃される。

93. 乾式整流器の保護装置

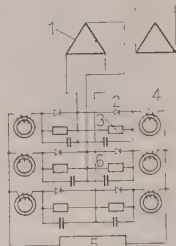
特許公報 昭 35-18015

発明者 細野 勇

特許権者 三菱電機

この発明はサージ電圧に対する乾式整流器の保護装置を提供するものである。

第9図はこの発明の実施例を示すもので、図中1は主変圧器、2は乾式整流器、3は逆電流通流装置で抵抗あるいは抵抗とギャップとの組合せ、4は飽和リアクトル、5は負荷、6はコンデンサである。そして前記飽和リアクトルは急しゅんな方形ヒステリシスループの鉄心を持ち、このループの大きさはサージ電圧の電圧時間面積を充分吸収するに足る大きさであり、またそのヒステリシスの幅に相当する電流を流した場合、逆電流通流装置の両端にかかる電圧が前記整流器2の逆耐電圧以下になるよう設定されている。



第 9 図

いま、この装置にサージ電圧が印加された場合を考え、この逆電圧によって電流は飽和リアクトル4から逆電流通流装置3へ流れるが、この電流は飽和リアクトル4によりヒステリシスループの幅に相当する励磁電流に押えられ、この電流は装置3においても同様であるから、その装置の両端の電圧すなわち乾式整流器2に逆方向に印加される電圧は逆耐電圧以下であり、整流器2を破壊することがない。

94. 直流電動機の制御装置

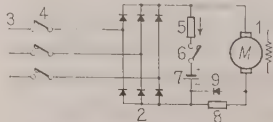
特許公報 昭 36-17

発明者 小林 寛、小沢琢磨

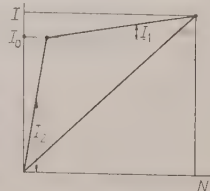
特許権者 富士電機

この発明は直流電動機に自動的にほぼ一定の制動電流が流れるようにし、その電動機を停止させる装置であって、第10図に示すように交流電源から整流器2を介して給電される電動機1と並列に直流電源7と抵抗5の直列回路を結び、この直列回路と電動機との間に抵抗8と電動機運転時の側路用弁9とを接続することを特長としている。

これを説明すれば、電動機逆起電力を e 、直流電源電圧を E_a 、抵抗5および8の値を R_5 、 R_8 、電機子電流を I 、 R_5 に流れる電流を I_0 とすれば、整流器を流れる電流は $I_0 - I$ となる。整流器の非導通時、すなわち $I_0 - I = 0$ のときは



第 10 図



第 11 図

$$I = I_0 = E_d + e/R_5 + R_8$$

導通時は整流器の電圧降下を無視すれば $I_0 > I$ で

$$I = e/R_8, I_0 = E_d/R_5$$

となる。

電機子電流はこの場合制動電流として動作し、これを図示すれば第 11 図の $I_2(e/R_8)$ を示す) および I_0 点で折れた直線 ($E_d + e/R_5 + R_8$ を示す) となる。すなわち、この発明によればほぼ一定の大きな制動電流を低速にいたるまで流すことができ、停止時間を短縮することができる。

95. 電 流 継 電 器

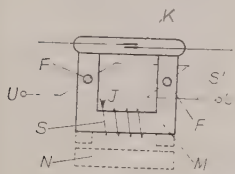
特許公報 昭 36-470

発 明 者 Erich Dahnken

特許権者 Siemens u. Halske

この発明は保護すべき回路の電圧を抑制要素とし、電流を動作要素とする直流保護継電器として適するもので、第 12 図に示すように動作電流を通す励磁コイル S によって励磁され、かつ、保護回路の可動接点 K 自身が接極子を形成する電磁石鉄心 M の両脚に窓状開孔 F , F を設け、電圧によって励磁される別のコイル S' をその窓状開孔 F , F に貫通させ、電圧コイル S' に印加される電圧値 U を変化することにより、前記可動接点 K にいたる鉄心 M の磁気抵抗を制御し、したがって継電器の動作電流値を制御するようにしたことを特徴としている。

電圧コイル S' が励磁されると、これによる磁束は開孔 F の周囲の鉄心脚に閉磁路を作り、その励磁電流の増加によりこの部分がついに飽和するにいたる。したがって接点 K にいたる磁気回路抵抗は、電圧 U の大きさに制御されることになるので、この電圧コイル S' に供給する電圧値を変化することができ、従来の電流継電器のように電圧コイル S' の磁束は励磁コイル S になんらの誘導作用をおよぼさず、電圧コイルの存在によって接点の動作が遅延させられるおそれは皆無となる。



第 12 図

なお、 N は動作電流調整用の磁気分路である。

96. 半導体整流装置の保護方式

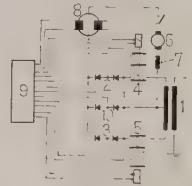
特許公報 昭 36-723

発 明 者 森 春元

特許権者 富士電機

半導体整流素子は過負荷耐量が小さいので、一般には特殊のヒューズによる保護とか、短絡器を使用して交流側をしゃ断する方式が採用されている。しかし機関車用の半導体整流装置においては、ヒューズを使用する場合には回路電圧が高く、また交換が必要なため不適当であり、短絡器は変圧器強度、トロリー線加熱による焼なましの危険性および走行中の他の機関車に与える影響などの欠点を持っている。

この発明は前記の欠点を除去した保護方式を提供するもので、第 13 図は単相センタタップ結線に適用した例を示し、1 は主変圧器で整流素子 2, 3 を介して電動機 6 へ直流を供給する。7 は平滑用リアクトル、8 は過電流検出用変流器で電動機 6 のフラッシュオーバーなどの外部短絡を検出する。9 は制御装置で変流器の信号とともに素子 2, 3 の内部短絡信号、冷却装置停止信号が導かれる。4 は開閉器である。



第 13 図

内部短絡あるいは外部短絡事故が発生すると、整流素子 2, 3 のうちのいずれか無電流状態にある素子に属する開閉器がまず開路され、次の半サイクルで他の整流素子が零陽極 10 の作用によって無電流状態になるときにこの素子に属する開閉器が開路する。このようにして整流器は交流電源側から切離され、保護の目的を達する。

なお、最悪の場合、事故電流は半サイクルの期間流れるが、機関車の場合回路のインダクタンスが大であるので、事故電流は比較的小さく電動機の起動電流に耐えるように計画された整流素子としては充分耐えられる。

ニ ュ ー ス

◇ 那須山ろくに超高压送電試験場

財団法人電力中央研究所 600 kV 塩原試験場が 6 月 15 日に竣工した。この試験場は、わが国の 400 kV 級送電にそなえて、400 kV 級送電線の合理的設計に関する試験研究を目的としたもので、東京電力をはじめ

電力会社 8 社と電源開発株式会社の援助と電線メーカー 5 社、がいしメーカー 2 社、鉄塔協会はじめ鉄塔メーカー 5 社および関係重電機メーカーの協力によるものである。

この試験場是那須山のすそ野に位置し、標高約 470 m の平たんな火山灰地帯、東北本線西那須野駅下車、車で約 20 分の地点で、東京からの交通も比較的便利



600 kV 塩原試験場の全景

である。この地は雷雨の多いところで、冬は 30 m 程度の季節風があり、送電線の試験には好適地である。

この試験場は送電線のコロナに関する諸問題、絶縁設計に関する試験、送電線の機械的設計問題を対象としたもので、おもな試験設備は下記のとおりである。

- (1) 試験用変圧器 3.3, 6.6/350/6.6/0.11 kV, 1,500 kVA 3台
- (2) 負荷時タップ切換え単巻変圧器三相 6.6 kV, 1,500 kVA
- (3) リアクトル 6.6 kV, 1,500 kVA 3台
- (4) 衝撃電圧発生器 屋外式 10,000 kV, 750 kW
- (5) 同心円筒 カテナリ式、こう長 56 m, 径 4 m
- (6) がいし試験場 清水、塩水注水設備を完備
- (7) 試験送電線 450 kV, こう長 1,410 m, 鉄塔: 5基(引留め2基, 懸垂3基, うち1基は MC 鉄塔), 回線数: 2, 電線: 1号線 330 mm² ACSR 4 導体, 2号線 240 mm² ACSR 4 導体, 架空地線: 120 mm² IACSR, がいし: 1号線 8 A 相当ボールソケット形長幹がいし(胴径 105 mm), 2号線 280 mm ボールソケット形懸垂がいし, 鉄塔: A形高さ 48.2 m, 概算重量 15.5 t, D形高さ 44.8 m, 概算重量 31 t
- (8) コロナ雑音測定装置 電源技術審議会規格仕様の 455 kc による点周波測定装置と周波数スペクトル測定装置(測定周波数 0.2, 0.5, 1.0, 3.0, 5.0, 70, 10, 30 Mc) および CISDR 規格仕様 Siemens 製 STMG 3800, 1台
- (9) コロナ損測定装置 自動平衡形電力計で、回転力平衡形整流周波数方式と光変調方式を採用し、精度は 2% 以下
- (10) 自動記録装置 要素 40, テープ記録と作表記録を同時に行なう。
- (11) 風速, 風向, 電線張力および横振れ測定器
- (12) 高速度ブラウン管装置

◇ 国鉄新 5 カ年計画

昭和 36 年度を初年度とする国鉄新 5 カ年計画が発表された。総額約 1 兆円をこの 5 カ年間に投資して、輸送力の増強と、輸送方式の近代化を図ろうとするものである。これが完了する昭和 40 年には東京一大阪間の新幹線が完成して 20 分間隔で電車が運転されるほか、東北、北陸、中央、上越、鹿兒島線などの主要幹線はほとんど複線となり、また東北、常磐、山陽の全線、信越線は長岡-新潟と高崎-長野間、北陸線は富山まで、鹿兒島線は熊本まで電化される。また車両には 2,600 億円を投入して、電車、電気機関車、ディーゼル車、ディーゼル機関車を現在の倍ぐらいに増備する。この結果列車回数が増加するとともに大幅なスピードアップが行なわれ、東京から各地への到達時間は次のように短縮される。

大阪	3 時間	(現在 6 時間 30 分)
博多	11 時間 30 分	(16 時間 55 分)
西鹿兒島	16 時間 30 分	(22 時間 50 分)
長野	3 時間 30 分	(4 時間 38 分)
新潟	5 時間	(5 時間 42 分)
秋田	8 時間	(10 時間 40 分)
札幌	19 時間	(22 時間 45 分)

◇ 進む東海道新幹線工事

東海道線の行き詰まりを打開するため、最も近代的な標準ゲージ複線鉄道の建設工事として注目を集めている東海道新幹線工事は 39 年春開業を目標に着々と進んでいる。工事費は建設期間中の利子を含めて、1,972 億円で、今年 5 月には 8,000 万ドルの世銀借款も調印された。現在まで、用地は全線 500 km のうち 300 km が確保され、なお残り 200 km の用地折衝が進められているが、今年度内には全線の用地確保が行なわれる見込みである。路盤工事はすでに 180 km にわたって着工され、年度内には 400 km の着工が予定されている。

また今年度内に小田原付近で部分的にモデル線を作成させて 37 年度初めから試作電車による各種現車試験と訓練運転が始められることになっており、新幹線で計画されている各種の新方式設備がほとんど顔をそろえる予定である。このため電車線、変電所、信号通信設備などの工事の間もなく着工される。

◇ 国鉄電気関係技術調査報告書

国鉄では昨年 6 月解決を迫られている当面の問題 9 件を鉄道電化協会に研究方委託した。協会ではそれぞれ専門委員を委嘱、検討を進めていたが、最近その報告書が提出された。その件名は次のようなものである。(括弧内委員長)

- (1) 電鉄用金属整流器(東大, 山田直平氏)

一昨年来の検討に基づき国鉄は全面的に金属整流器

の採用に踏み切ったが、今回は定格、標準仕様、試験方法などについて結論を得た。今後さらに制御整流素子を用いた整流器の検討を進める予定である。

(2) 交流電鉄異常電圧防護対策 (東大、藤高周平氏)

東北線で異常電圧による機関車事故が相ついで発生したが、その原因と対策について検討した。

(3) 直流給電回路保護方式 (東大、鳳誠三郎氏)

最近列車電流の増大に伴ない変電所の給電電流のみによる事故判別が限界に達する恐れも出てきたので、中間検出装置に重点を置いて研究した。

(4) トランジスタ形遠方制御装置 (東大、山田直平氏)

第一段階の検討を終わり、今年さらに伝送方式などに関し継続検討される。

(5) 各種土壌における支持物の基礎構造 (早大、沼田政矩氏)

従来の 40 m/s の風圧値では不都合な点も出てきたので地形の影響を考慮した地形乗率をまとめた。

(6) 交流電化区間の並列給電 (東大、福田節雄氏)

交流電化の給電方式は片送りで変電所中間に死区間を設けているが、並列給電する場合の相差角、横流などについて検討した。今年も継続して行なう。

(7) 絶縁メッセンジャ (東工大、斎藤幸男氏)

交流電化では加圧部分と隧道などの離隔距離が問題となり、その改修に多額の費用を要するので、直接メッセンジャを絶縁する方法を検討した。試作品の長期試験を行なっている。

(8) 自営電源自動制御 (東大、福田節雄氏)

国鉄の自営電源の自動運用について検討した。

(9) 交流電車線架線構造 (電化協会、林誠一氏)

閃絡保護方式、吸上げ変圧器、直列コンデンサなどについて検討し、設計、施設の基準を確立した。

◆ 東海村に通研の茨城支所落成

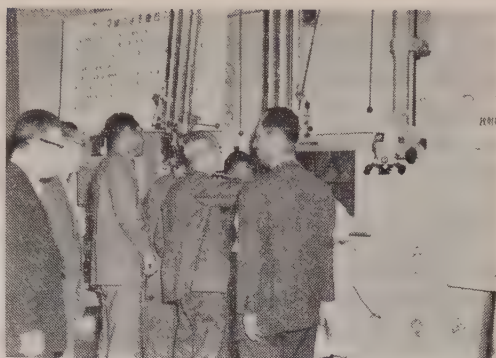
6月23日、電電公社電気通信研究所茨城支所の落成披露が行われた。

この支所は放射線を利用して電気通信関係の新しい材料を開発するため、放射線利用に便利な茨城県東海村の原子力研究所の隣接地に作られたもの。1959年9月着工以来、コバルト60照射室、分析測定棟、トレーサ棟、工作棟などの建設を行ない、所要研究設備もあらかたとのったので、今回の披露となった。

当日は、主催者側の古野電電公社経営委員長、横田同副総裁、小島通研所長をはじめ、菊池原研理事長、丹羽電機大学長、都崎茨城大学長ら約300人が出席し、きわめて盛会であった。

同支所の概要はつぎのとおり。

敷地約 40,000 m²、建物約 5,000 m²、人員、支所長 1、放射線高分子研究室 13、放射線金属研究室 18、管理課 15 の計 47 名。



ゴバルト 60 照射室を見学する招待者

◆ 通研でシルバボンド・

ダイオードの技術を公開

電電公社電気通信研究所では同所で開発したシルバボンド・ダイオードの技術公開を5月23日、同所で製造会社7社に対して行なった。

このダイオードはn形ゲルマニウムに銀-ガリウム線を点接触させ、これに電気的形成を加えて製作したもので、その障壁容量が0.数pFと非常に小さく、しゃ断周波数の高いことを特徴とし、温度、湿度に対しても特性はきわめて安定でパラメトリック増幅器に使用して優秀な特性を得ることができる。最近この種部品を用いた応用研究は公衆通信以外の分野でも広く行なわれ、その成果が期待されているので、この際国産技術の向上、開発に貢献するため製造技術を公開することにしたものである。

技術公開したシルバボンド・ダイオードはGSB1形で6Gc帯のパラメトリック増幅器用としてばかりでなく、周波数通波器、周波数変換器に用いても良好な特性を得ることができる。

当日は関係者から研究成果の概要、製作法などの詳細について説明し、実験室で実際に組み立て、電気的形成法、特性の測定法、必要な処置方法などを説明し、質疑応答があった。

◆ 科学技術庁 36 年度の

科学技術振興施策

科学技術庁が昭和36年度に実施あるいは推進しようとしている科学技術振興施策のうち、主なものは次のとおりである。

(1) 新技術開発事業団の創設 国産新技術の開発の重要性にかんがみ、理化学研究所の新技術開発業務を分離、独立させ、新技術開発事業団を創設する。

(2) 科学技術者の養成 科学技術者の養成に関し、さきに文部省に勧告を行なったが、今後さらに、科学技術教育の充実、特に理工系学生の増員計画の実施に積極的に協力する。

(3) 研究公務員の処遇改善 研究公務員の処遇

改善について、人事院に要請を行なうとともに、人事院と協力してその実現を推進する。

(4) 科学技術振興のための税制改正 昭和 36 年度においては、①試験研究設備の耐用年数の特別短縮、②試験研究設備特別償却措置の拡充、③試験研究機関などに対する寄付金の損金算入ワクの設定が実施される。

(5) 地方発明センターの増設 新潟県と兵庫県の 2 カ所に増設する。

(6) 理化学研究所の移転と設備の更新近代化 昭和 37 年度以降の移転にそなえ、敷地の決定、整地作業などを行なう。

(7) 特に各部門の協力を要する重要研究の推進 原子力に関する研究開発、宇宙科学技術および海洋科学技術の振興を推進するとともに、特別研究促進調整費(1億3千万円)の機動的活用をはかる。

(8) 科学技術知識の普及 政府の科学技術に関する広報啓発事業を強化するほか、日本科学技術振興財団に対し1億円の補助金を交付し、その普及事業を援助する。

◆ 新技術開発事業団発足

新技術開発事業団法が本年5月6日に公布され、7月1日に事業団が設立された。従来わが国にはすぐれた研究成果が相当ありながら、これを産業に導入できるようなところまで発展させ、開発することが不充分であった。これは企業化に際し不安が大きいために、企業化することに多大の困難と支障を伴うためである。この点を考慮して本事業団では、国の研究機関、大学、その他の研究機関であげた研究成果のうち、民間企業の危険負担によっては、開発することが困難である重要な新技術を企業に委託して開発するとともに、その開発の成果をできるだけ広く、民間企業に活用させるという新しい事業を行なうこととなった。

事業団は上記の研究機関について「開発を適當とする新技術」を調査し、学識経験者10名で構成される開発審議会の意見を聞いて開発課題を決定する。その後、事業団では適当な企業を選定して開発を委託するが、開発に必要な資金のほぼ全額を事業団が負担し、開発が成功すれば事業団はその委託費の返還を受け、また不成功に終わればその損失は事業団が負担する。事業団は開発実施に先だって、開発に必要な工業所有権の権利者(研究機関、その他)とその共有または専用実施などについて契約を締結し、開発成功後事業団が取得した実施料のおよそ半額ぐらいが事業団から原権利者に支払われることとなる。

事業団発足時の資本金は約6億4千万円で、昭和36年度には3億円の開発を行なうが、事業団としては今後逐年資本金を増大し、差し当たり、50億円にまで増資する予定である。事務所は東京都港区芝西久保桜川町秋森ビル二階。

◆ 早大理工学研に

自動制御テスト・プラント

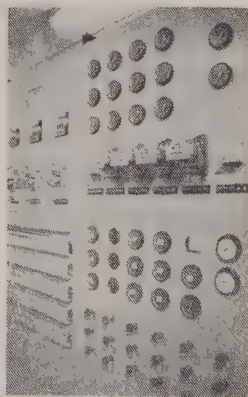
早大理工学研究所自動研究部会は33年9月、産学共同の場合として、自動制御に関する実験研究を行なうテスト・プラントの建設に着手したが、36年5月15日完工披露した。

このテスト・プラントは、できるだけ多くのプロセス状態量を含み、プロセス自体についての実証的研究に支障のないような構成・規模とした。また、建設費の大半は関連業界からの現品給付の形で援助を受けた。

プラントはつぎの4部のユニットから成り、各プラントは独立または関連をもった形で使用できる。(1)送風プラント=2基の送風機による2管路合流・3管路分岐圧送管路網、(2)熱プラント=燃焼炉(ガスおよび重油)温水ボイラおよび補機、(3)水力プラント=高架水そう、貯水そうおよびポンプ群、(4)パワ・プラント=直流電源(内燃機関駆動併用)、電気源および油圧源

計装は原則として空気式機器を採用した。これは標準計装であって、試験研究の目的に応じ、移動ラックを用いて方式を変えることもできる。また、全電子式機器による計装、データ処理装置および電子計算機の導入を第2期計画として進めている。

このように標準計装と独立に適当な計装を行なうことにより、(1)システム・アナリシスとプロセス・ダイ



ナミックスに関する実験、研究、(2)各種制御方式の比較研究、(3)計装機器の実用試験などができ、また計装担当技術者の教育訓練に多くの効果が期待できる。

なお、運営は自動制御テスト・プラント運営委員会（委員長、斎藤平吉所長）があたり、すでに業界によって活用されている。また、2週間前に申し込みを受け、毎月の第3木曜日には見学の便を図っている。

◆ アナログ技術研究会設立さる

アナログな演算技術を中心とした自動制御、電動機応用、アナログ計算機およびその応用面、制御用計算機、AD変換器、工業計器、上記の諸装置関係の部品などに関する技術者間の情報の交換や、国際アナログ計算会議（Association Internationale Pour le Calcul Analogique、本部はベルギー）の国内組織として“アナログ技術研究会”が去る5月27日に設立され、6月末から事業を始めた。会長は東洋大学教授山下英男氏。

会の主な事業として上記の各分野に関する研究発表や討論を目的とした研究集会を毎月1回の割で開催（今年度は関東で8回、関西で3回、東海地区で1回の予定）し、その資料を印刷配布するほか、見学会、講習会などを随時開催することになっている。同会ではとくに電気学会との緊密な連絡を希望しているが、論文投稿、入会、その他の問い合わせはつぎの事務所へ。

東京都渋谷区千駄ヶ谷5の10 日本科学技術研修所内 アナログ技術研究会（電話東京 341-5221）

◆ 日本、IEC 理事国に当選

本年度のIEC総会は、スイス国インターラーケンで開催され、その最終日の6月30日理事国3カ国（定

員9カ国のうち3カ国だけが3年ごとに改選される）の選挙が行なわれた。立候補国はイギリス、イタリア、スイスなど9カ国で、有力候補国の多い中で日本はイギリス、ルーマニアとともにこの理事国に当選した。日本の理事国当選は1953年IEC加盟以来はじめてのことである。

◆ 関西研究用原子炉研究者グループ発足

全国の大学共同利用を目的とした京都大学原子炉実験所（仮称）は、原子炉の建設、装置の整備などの作業が始まろうとしているが、これに先だち、全国科学者の総意を反映して原子力の健全な発達をはかるとともに、実験所の利用とその運営を円滑にすることを目的とする「原子炉研究者グループ」が発足し、会員を募集している。詳細については下記へ問合せられたい。

大阪大学工学部原子核工学教室内原子炉利用研究者グループ事務局（大阪市都島区東野田9）

◆ わが国の基礎研究に

RCA で助成金を提供

RCAでは、昭和36年度に大学において物理学の基礎研究を行なっている科学者を対象に3件の研究題目を選定し助成金を提供することとなった。この助成金は科学の分野で日米間の協力を密にし、同時に日本における基礎研究を盛んにすることを目的としている。提供の対象は、大学で研究している科学者で、民間から研究補助を受けていない研究者となっている。申込締切日は10月1日。募集要項など詳細は下記へ問合せられたい。

RCA 基礎研究所 所長 Dr. Martin C Steele
（東京都千代田区内幸町2の22 飯野ビル336号室）

(1341 ページより続く)

求 人

1. 職種：原子炉計装の研究。特に国産原子炉計装の標準化および計装機器の静止化（トランジスタ化、磁気増幅器の応用等）の研究。（できればトランジスタ回路または磁気増幅器について多少経験のある者）。原子炉の運転管理、特性解析、2. 学歴：大学電気工学科、通信工学科、電子工学科、機械科、化学科卒、3. 年令：電気 35 才以下、その他 30 才以下、4. 勤務地：茨城県那珂郡東海村 日本原子力研究所東海研究所、5. 宿舍：通勤不可能者には貸与する（寮、家族住宅）、6. 選考地：勤務地に同じ。旅費は支給しません、7. 締切日：適任者が見付かり次第締切ります、8. 連絡先：茨城県那珂郡東海村 日本原子力研究所東海研究所職員課 電話（東海）221

日本原子力研究所

本 会 記 事

7 月 理 事 会

昭和 36 年 7 月 18 日午後 5 時 30 分から東京駅構内レストランとうきよう会議室にて開催、大西会長、宮本副会長、山田、三好、岡部、朽木、岡村各常務理事出席、長島参事、田野囑託、柏原、久田主事、長島書記および異通信教育会専務理事、飯島同主事、栗原同囑託列席、次の事項を協議した。

1. 前回議事録の承認
2. 報告 (1) 6 月決算、(2) 会員の異動、雑誌発行状況、通信教育会事業、(3) 雑誌広告 (表 1) 取扱基準、(4) 昭和 37 年連合大会 [大会委員会の設置一委員長 小島 哲君 (電気通信学会副会長)、開催期日一 37 年 4 月 3~6 日、会場一早大]、(5) 桜井資金委員会委員 (阪本副会長、岡村、桑原理事、高村電力技術委員長、福田節雄君、中野義映君、鈴木重夫君 (6) 事業維持委員会の開催 (7 月 14 日)

3. 事務所拡張に関する件 本件は創立 70 周年記念事業として計画し爾來懸案となっていたものであるが、たまたま電気クラブに空室ができたので、借室方を交渉中である旨説明があり、交渉がまとまる場合は宮本副会長および総務ならびに会計理事において、資金調達、室の装備等につき応急の措置をとることとした。なお本件は創立 75 周年記念事業とせず、また事務所拡張を実現するため存置している創立 70 周年記念事業委員会は同委員会の意向をただし、なるべくこれを解消することとした。

4. 専門講習会・通俗講演会補助金に関する件 各支部からの申請につき説明があり、協議の結果申請通り補助金を交付することとした。

専門講習会…6、通俗講演会…10、補助金 170,000 円 (九州配電および日本発送電寄附金利子より支出)

5. 創立 75 周年記念事業に関する件 本件に関しては、総括的事項を掌る常置委員会を設置し各事項の検討、立案を委ねることとした。

6. 連合大会の運営に関する件 従来の経過等に関する資料につき説明あり、追て再検討することとした。

7. 電気工学年報出版経費概算と頒布価に関する件 資料につき説明があり、頒布価 400 円その他を決定した。

8. その他「株式増資割当の際の措置」、「精機学会主催精密測定講習会に協賛の件」等

昭和 36 年電気四学会連合大会委員会

5 月 29 日午後 5 時 30 分から東京駅構内レストラ

ンとうきよう会議室にて開催、次の事項を協議した。

1. 36 年連合大会事務および収支決算報告
附剰余金の処分案
2. 37 年連合大会開催地の決定 (東京)
3. 引継事項

昭和 37 年電気四学会連合大会委員会

6 月 29 日 午後 5 時 30 分から日本交通協会会議室にて開催、次の事項を協議した。

1. 委員長、幹事の選定
委員長 小島 哲君 (電気通信学会副会長)
幹 事 三好義太郎君 (電気学会総務理事)
田中浩太郎君 (電気通信学会庶務幹事)
野中 守君 (照明学会編修理事)
石橋 俊夫君 (テレビ学会庶務理事)
2. 36 年連合大会委員会からの事務引継およびその検討
3. 部会の設置ならびに担当学会、主査等の決定
4. 部会幹事および委員の選出
5. 期日、会場の予定
4 月 3~6 日 早稲田大学
6. シンポジウムの構想
7. 一般講演募集要綱の検討
8. 次回予定 8 月 8 日

事業維持委員会

7 月 14 日正午から日活国際会館日活ホテル会議室にて次の次第により開催、午後 2 時 25 分閉会した。

出席者 54 名

1. 開会挨拶……………大西 会長
2. 事業概況報告……………宮本副会長
3. 調査研究事業報告……………宮本副会長
4. 経理状況報告……………木村 理事
5. 御意見拝聴
6. 閉会挨拶……………大西 会長

7 月 編 修 委 員 会

7 月 4 日 (火) 午後 5 時 30 分より電気クラブ 4 階会議室にて開催。上之園、朽木幹事、小林、堀井、日高、野村主査、森、田宮、川井、矢板副主査、木俣、小林、駒宮、関口、土手、沼崎、林、磯部、石合、高橋、吉雄、麻生、尾出、市東、原田、藤井 (新)、杉山、松山、水利、石尾、山中 (俊)、鴨井、黒川、東口、藤井 (純)、山中 (卓) 委員、長島参事、長島、天野、川島書記出席。

1. 定期改選後の初会合であるので各委員の自己紹

介を行った。

2. 「資料」として下記を依頼することとした。

「電気事業再編成 10 年の成果」執筆者：富田弘平君

3. 「講演」として下記を依頼することとした。

「電力系統の変動負荷と自動周波数制御の問題点(特に新鋭火力)について」執筆者：田中 止君

4. 当日採録と決定した寄稿は下記 14 件である。

「伝達関数の三次とむだ時間近似法」

「電気ルミネセンスの経時変化」

「拡張 Bode 線図による制御系のシンセシス」

「配電線におけるステップレギュレータの適用法(電源電圧が一定に保持される場合)」

「トランジスタを用いた自己平衡形磁気増幅器」

「ゲルマニウム合金形 PN 接合の電流分布直視法」

「交差する送配電線間の高周波結合特性」

「有極性高分子材料の誘電的特性に及ぼす放射線の影響」

「エポキシレジン耐トラッキング性」

「かご形誘導電動機の漂遊トルク」

「負の電気的特性を考慮した送電系統の定態安定度」

「配電系統における合理的コンデンサ設置について」

「電気ルミネセンス層の電気的特性」

「貯水池計画を中心とした電力系統のシミュレーションについて (I. 開発計画の決定への応用)」

5. ETJ of Japan 原稿として本会誌 35 年 11 月号～36 年 5 月号より下記 21 件を選定した。

「BF₃ 比例計数管の放電および計数特性」(35-11 月号)

「磁気増幅器式電流相似形演算器 (演算形磁気増幅器)」(35-11 月号)

「遅延帰還の非線形理論(続報)」(35-11 月号)

「圧延機用電動機のインパクト速度降下補償制御の研究」(35-12 月号)

「円弧・直線近似によるフライス盤数値制御装置(35-12 月号)

「サーボ機構の周波数応答における非線形摩擦の影響」(35-12 月号)

「高抵抗粉体の見掛け導電率におよぼす温度および湿度の影響」(35-12 月号)

「空気しゃ断器の電流零点近傍における現象(主として時定数に関するもの)」(35-12 月号)

「同 (特にキロメートル故障に対する動作)」(36-3 月号) (以上 2 件を一括)

「炭素被膜抵抗器の高周波特性の改良」(36-1 月号)

「抵抗器の高周波特性の改良について」(36-5 月号) (以上 2 件を一括)

「静電形電力計による高磁束密度常規鉄損比較測定法」(36-1 月号)

「周波数制御発電所の負荷分担に関する基礎的考察」(36-1 月号)

「制御系の統計的設計法に対する多重確率過程予測理論の応用」(36-1 月号) (以上 2 件を一括)

「グロー放電の負グローについて」(36-2 月号)

「電力系統における周波数自動制御方式の選定と運用」(36-2 月号)

「温度補償形トランジスタヒューッパ」(36-2 月号)

「冷陰極サイラトロンの動作機構」(36-3 月号)

「Duffing の非線形における分数調波振動」(36-3 月号)

「零非正則制御系について」(36-4 月号)

「磁気式高速プリンタ」(36-4 月号)

「集中回路の分布化による電力系統過渡現象の近似計算法」(36-4 月号)

「光電効果による液体絶縁物中の電気伝導」(36-5 月号)

「アナログ計算機の自動プログラミング」(36-5 月号)

東京支部記事

データロガー講演会 7月1日午後1時30分より日本電機工業会講堂において、電気通信学会と共催にてつぎの講演会を開催した。参加者 150 名。

1. 最近のデータロガー 東大 磯部 孝君
2. データロガーの実態 東大 寺尾 満君
3. 発電所におけるデータロガーの活用

東京電力 宮原茂悦君

電子計算機専門講習会講師打合せ

7月7日午後5時30分より電気クラブにて開催、予稿執筆に際しての関連事項等について打合せた。

7月20日午後5時30分よりグリル日比谷にて開催、予稿内容について調整を行った。

関西支部記事

支部総会、講演会並に役員会 5月10日午後1時30分より中央電気クラブにおいて支部総会を開催、昭和35年度事業報告、会計報告を行い、新旧支部長挨拶、新役員紹介の後次の講演会を開催した。

1. 電信電話の長期計画について

近畿電気通信局 佐々木卓夫君

2. 照明界の展望 松下電器 岡田 喜義君

3. 最近の高周波発電機とその応用

三菱電機 石橋 英樹君

講演会終了後第1回役員会を開催、次の事項を協議した。

- (1) 昭和36年度事業計画、事務処理方法

- (2) 昭和36年度支部連合大会開催校、開催期日

役員会 6月2日午後1時30分より中央電気クラブにて開催、次の事項を協議した。

- (1) 支部連合大会開催方式の件

- (2) Strutt 博士講演会の件
- (3) 次回講演会(電鉄関係), 見学会の件
- (4) 専門講習会(最近の計測技術)の件

北海道支部記事

講演会ならびに見学会 6月30日午後2時から、北海道電力技術研究所にて次の講演会を行い、ついで同研究所施設を見学した。参加者 30名

1. 北電技術研究所の概要について

北電技術研究所 森 美佐男君

講演会 7月7日午後2時から北海道電力会議室にて開催、次の講演を行った。参加者 65名

1. 電気料金制度について

北海道電力 石井 栄雄君

2. 最近における電子部品の超小型化について

東京工業大学 川上 正光君

専門講習会・通俗講演会の開催予定

各支部における専門講習会および通俗講演会に対しては、例年本部から補助金を交付しているが、本年度内に実施予定のものは次の通りで、日本発送電および九州配電寄附金利子から補助することとなった。

専門講習会

北海道支部 デジタル技術 36年9月、札幌

東京支部 電子計算機の使用法と応用

36年9月 東京

東海支部 家用変電所の設計と保守

36年9月 名古屋

北陸支部 超高压送電について 36年11月 富山

関西支部 最近の計測技術 37年3月 大阪

九州支部 半導体 36年10月 福岡

通俗講演会

北海道支部 宇宙通信、ほか2件

36年10月 札幌、室蘭

東北支部 半導体の将来 36年10月 古川市

中国支部 題未定 36年9月 島根、37年3月

山口

四国支部 最近の電力問題について

最近の電子工学の進歩について

36年6月 高松、高知

題未定 36年10月 高松、松山、新居浜

事業維持員(7月)

入会 東北開発株式会社(1口)

正・准員(7月入会)

正員(93名) 安達 智、安藤彰敏、相原恒博、明塚 明、天川清士、杵枝与一郎、石川敏夫、瓜生敏三、江頭浩一郎、枝本章雄、大島良三、大迫康弘、大場健司、大沼浩明、太田幸徳、笠井久義、梶岡守正、片岡琢磨、片方善治、亀井達弥、川口正義、河村勉表、岸野竜夫、北川博美、狐崎富二、日下浩次、栗原倫一、栗政幸一、小池敬久、小井川茂、小山俊夫、呉兢烈、佐々木驍、佐藤文雄、志村秀雄、斎藤 孝、桜田敬至、柴 正隆、品川芳登、菅谷 明、鈴木 豊、田中 幸、田中 博、田中常一、高瀬常勝、立野 昭、谷口経雄、谷口 徹、釣巻 英久、堤 泰行、友松健夫、外山泰久、中島章夫、中野 尚、中山謙三郎、永田重幸、永守 浩、生川祐一、賛田 寛、野木実信、羽根嘉久、原 弘、原 鎮男、花村泰助、初島吉夫、坂 和磨、檜貝太郎、平田威彦、福村博之、藤田勝一、古屋幸彦、星野 雅、本莊黎之、前田康博、前田豊、松井一二、三原真吾、三代沢敏郎、三好 要、宮崎二保、宮脇美忠、八木伸明、保持竜太郎、安信 啓、山中惣之助、山田祐造、山本啓一、山本 誠、横田浩、米谷忠徳、脇 憲太郎、脇所広司、渡辺 惇

准員(76名) 安藤紘史、相生義弘、天野清司、石桁正士、板垣政信、市川信義、今道周雄、宇賀村欣也、宇川公明、上村喜章、上柳政俊、内堀恵武、延与謙二、尾田義幸、大関 誠、大橋朝夫、大野忠行、大矢広太郎、岡田弘行、長田貴雄、長船憲章、加藤守興、勝田泰輔、兼堀綱夫、川瀬 潔、木村 正、木村寿宏、菊地紀之、熊谷 瑛、小崎正光、小林 勇、小林功典、蒔田光治、佐藤克彦、笹島春己、志岐良輔、島田慎一、正津禎男、鈴木邦夫、鈴木正昭、関下 昇、田口義明、田中祀捷、高田誠之、玉川 晉、戸川 晨、寺沢宏保、中井俊次、中根 勇、中村靖司、那和三千夫、西尾 爽、西出 雅、野口 隆、野本 誠、長谷川竜介、秦野武夫、馬場和夫、樋口勇夫、菱田一弘、平野昭夫、藤井 哲、堀 康郎、保浦信史、松野信義、松本 巖、三須克行、宮下鎮馬、村川 晁、村上正、森 範宏、森 義弘、矢内勝也、安井立美、吉崎政宣、吉川孝次郎。

調 査 委 員 会 記 事

調 査 研 究 委 員 会

電気物理技術委員会 (6月29日)

議 事

1. 昭和36年版電気工学年報原稿は学会に提出した。
2. 固体電子応用専門(委)報告(宮地委員長)
宮地委員長より本専門委員会の報告があり、7月に酒井善雄氏(東工大)と委員長を交替することになった。
3. 本学会75周年記念出版について
昭和38年が本学会75周年にあたり、記念出版として最近25年間の電気技術の発達状況を技術委員会で執筆することになった。本技術委員会としては、昭和36年版年報をbaseとして、執筆項目および部門責任者をきめた。

電気材料技術委員会 (6月8日)

議 事

1. 絶縁材料照射専門(委)の件
原研の委員は適任者がいないので辞退したほかは決定した。
2. シリコン専門(委)の件
大半の委員の承諾がえられ、近く第1回会合を開催する予定である。
3. コロナ放電の件
川井委員よりその後の放電懇談会の模様が報告された。それによると、電気化学電熱技術(委)内に絶縁材料のコロナ劣化専門委員会を設置することにし、委員長 鳥山氏、幹事 後藤田、川井両氏、委員10名前後を予定している。現在の放電専門(委)との関係は年2回ぐらい合同委員会をもつことを考えている。材料技術(委)としても上記専門委員会設置に関し、できるだけ協力することとした。
4. 石尾委員より後任については、間瀬委員のもとでもう少し考えてもらうこととした。
5. 技術綜説「高分子材料の放射線照射による影響」は絶縁材料照射専門(委)委員長篠原氏に執筆してもらうこととした。

6. 36年版電気工学年報原稿は学会に提出した。

原子力技術委員会 (5月11日)

議 事

1. 前回議事録を確認した。
2. 昭和36年版電気工学年報について提出された原稿は、各部門担当責任者が整理の上、委員長まで提出することとした。
3. 技術綜説について

昭和36年8月(J.I.E.E.J.)

懸案のテーマ中

- 「直接発電」(山本賢三氏)は6月号に掲載予定
- 「原子力発電と電力系統」(脇坂委員)
- 「核燃料要素の非破壊試験」(高木 昇氏)*
- 「半導体検出器による放射線測定」(阪井英次氏)
- 「原子炉動特性の測定法」(住田健二氏)

については執筆中である。

- 「MHD 発電」(小島委員)中止

残余のテーマ

- 「放射線の標準」(茨木康之氏)
- 「放射線大線量測定」(森内和之氏)
- 「電気絶縁材料の放射線照射による影響」
- 「原子炉冷却材循環装置」
- 「燃料破損検出」
- 「原子炉緊急停止装置」

については一時保留することとした。

4. 専門委員会報告

(1) 原子力計測専門委員会

- サーベイメータについてのアンケートがまとまったので近く技術報告として出版の予定。
- 中性子計測、大線量測定については現在調査中。

大線量測定については、日本原子力産業会議からも、問題点を提出されることになっている。

- 用語委員会から、原子力関係の用語の調査を依頼され、原子力計測専門委員会に用語小委員会を設け、現在調査中である。

(2) 原子力発電制御専門委員会

- 「BWRの動特性」について調査中

5. 幹事の交代について

伊原幹事が退任し、大友哲宏君(科学技術庁原子力局)が新幹事に決定した。

電子回路部品専門委員会

(6月19日)

- 大下氏(東工大)から薄膜ホール素子、中田氏(日電)から交流電化用誘導軽減機器について説明があり、意見を交換した。

(7月17日)

- 継電器のチャッタについて 西口 薫氏(日立)
- SiO₂ 蒸着皮膜コンデンサについて 二見格男氏、小林俊彦氏(国際日電)

- 炭素皮膜固定抵抗器の負荷軽減曲線について 川上更一氏、川俣栄一氏、北村嘉伸氏(防衛庁技研)

以上の題名のもとにそれぞれ報告、意見の交換を行った。

電子管材料専門委員会 (6月29日)

○講演

封じ切り管における超高真空およびミューラー形電子顕微鏡による BaO-W 系の電子放射特性の研究

納賀勤一氏 (東芝マ研)

ミューラー形電頭球では超高真空であるが、封じ切り管にするためには He の透過が少ないガラスを用いることが大事である。このような点を考慮したミューラー形電頭球を用いて BaO-W 系の電子放射特性を調べると、通常の単原子吸着の場合とかなり異質な特性がえられる。これらの結果をもとにして格子電子放出抑制機構および材料の検討を行なった。

同期機専門委員会 (7月12日)

○IEC(Technical Committee No. 2: Rotating Machinery) よりの水素冷却機の温度上昇に関する質問に対し、各国よりよせられた回答が紹介された。賛成 14 か国、反対 2 か国 (アメリカおよびオランダ) で、とくにアメリカは許容温度上昇が高過ぎて機械の信頼性を失うとして強い反対があった。

○同期機標準規程 JEC-114 改訂第二読会案を審議した。

「仮想誘起電圧」を「内部同期リアクタンス電圧」に名称変更された。

変圧器専門委員会 (6月22日)

○技術綜説の題目について「中性点接地インピーダンス」および「エレファント変圧器」について検討した。○CIGRE 関係、大容量変圧器の短絡問題に対する回答案について討議した。

○電気絶縁材料の寿命計算に関する文献が紹介された。

○絶縁油中におけるプレスボードの熱劣化の測定結果が発表された。

誘導機専門委員会 (6月28日)

○誘導機漂遊負荷損について

八木(代)、江森、石崎各委員より測定結果について説明があった。次回までに宮入委員が今回までの提出資料を整理し、今後の審議方針を決めることになった。

○単相誘導電動機について

江森、八木(代)両委員より電気車に使用される単相誘導電動機について概要の発表があった。

○その他

電気用語標準特別委員会委員長より用語の選定方針が回送されてきたので、打合せた結果、誘導機に関する専門用語の訂正、追加を次回より検討することになった。

しゃ断器専門委員会 (6月8日)

○電気工学年報案に対し、追加事項があれば至急申し出てほしいむね山崎幹事より依頼があった。

○本委員会の常置化について電気機器技術委員会の

承認をえたむね幹事より報告があった。

○技術綜説の執筆について、学会より依頼があったむね委員長より報告があり、適当な題目があれば申し出ることとした。

○ASA 改訂案について、検討質疑を行なった。

整流器専門委員会 (7月5日)

○資料 54 Definition of Terms Used in SCR Specifications につき、今井氏(東芝)より説明があった。

○資料 51 Trimstor につき加藤幹事より説明があった。

○資料 66 Proposed Definitions for Semiconductor Switches につき加藤幹事より説明があった。

○資料 55 Excitation Requirements for SCR の説明。

○資料 56 半導体インバータによる DC より AD への電力変換」について加藤幹事より紹介があった。

磁気増幅器専門委員会 (7月14日)

○跳躍に関する技術報告原稿について質疑がなされ、これに対し担当者より回答があった。他の疑点については、近日中に小委員会を開き、担当委員、査読担当委員で討議することとなった。

○標準記号案については提出資料を一部修正して決定した。説明を加えて電気機器技術委員会に提出することになった。

○試験法に関しては、以前作成した各社の試験法一覧表の空欄となっていた部分をうめ、一覧表を完成することとした。

送電専門委員会 (7月12日)

○送電線の電流容量について討議した。

(1) 間欠変動負荷については、等価電流などを考えて、連続負荷と同様に考えることとした。

(2) 電気協同研究会で出した連続負荷の場合の 100°C、90°C の根拠となった資料を検討することとした。

(3) 短時間負荷に対する考え方について整理する。

○航空標識について

東京電力実施の大師河原線の実施例が説明された。

配電専門委員会 (7月12日)

○電気工学年報に対する編集計画報告があった。

○各社の計算機の施設状況と運用状況および将来における配電面への使用見込について説明があり、討議があった。

○従来より検討を行ってきた配電線路の無効電力配分および各社におけるコンデンサ施設状況と方針について討議が行なわれた。

変電専門委員会 (6月22日)

○母線間隔基準値案に対する各委員、各電力会社からの回答に対する討議を行ない、一応成案をえた。

○変電所騒音に関する東京電力提出資料の討議を行なった。

通信専門委員会

(5月23日)

○信号伝送装置仕様基準を定めるため、各委員より提出された案文の逐条審議を行ない、おもにつぎの事項が論議された。

1. 装置間温度差は 15°C を考慮すれば足りる。
2. 副搬送波の周波数配列として 120 c/s および 170 c/s の周波数間隔をもつものを定め、それぞれ A 系列、B 系列と命名し区分する。
3. 総合ひずみ値は装置対向で、AM 方式は 9%，FS 方式は 7% を見込むのが妥当である。
4. トランジスタを採用するにいたった経過を本基準の説明の項に記述する。

これら審議のとりまとめのため6月22日在京各委員および中電委員により会合が開かれ、さらに詳細な討論および案文作成作業が行なわれた。

(7月4日)

○6月22日開催された在京委員および中電委員による信号伝送装置仕様基準作成のための会合にて、本基準につき一応の案文をえたので、これの逐条審議を行なった。

次回さらにこの審議を継続する。審議の重点的な課題は装置の電気的特性の項であって、ひずみ規格値の表現、およびその理由の説明文などに活発な意見がなされた。

高電圧試験専門委員会

● 絶縁協調打合せ (6月8日)

○サージ電圧に対するケーブルの試験結果が紹介された。(木原氏(住友)提出)

○がいしの 50% フラッシュオーバー電圧と BIL との関係について、新宮委員(朝日)より従来の実績が紹介され、フラッシュオーバー試験を耐電圧試験との関係について絶縁協調上の観点から討論が行なわれた。

○CIGRE Study Committee No. 15 より送付された資料2件が紹介された。

○今後の方針について幹事側の案が説明され、次回審議することとなった。

通信用電源専門委員会 (6月29日)

○提出資料

- MMG 方式交流無停電電源装置仕様基準 (原案)
- AVR 仕様基準 (原案)
- MG 方式交流予備電源装置仕様基準 (原案)
- EG 方式交流予備電源装置仕様基準 (原案)

○提出資料原案の説明を求め、各委員より原案の説明がされた。次回までに意見を取りまとめ審議資料を作成することとした。なお、MG 方式については原案を訂正再提出する、AVR は静止形を追加することになった。

絶縁材料のコロナ劣化

専門委員会幹事会 (7月3日)

○委員の再検討(支障のある場合)・参加者の選定
委員会の進め方について、電気・化学部門両者の集まりであるため、まずその間の調整をはかった上で、本論にはいってゆくこととした。

絶縁材料照射専門委員会 (7月7日)

○電気材料技術(委)委員長宮部氏より本専門委員会発足の経緯について報告あり、委員長篠原氏よりの指名により矢作委員の幹事決定、本委員会の調査研究対策としては、まず有機絶縁材料を第一とし、無機絶縁材料におよぶも可とすることとした。本会の運営方針としては、とりあえず現在までの関係文献の要約紹介と各委員の研究内容の紹介を行なうこととした。次回までに“Progress in Dielectrics II”中の抜萃を各委員に配布することを決定。なお、原研よりの委員として岡野氏に委嘱依頼方を幹事より通知することとした。

固体電子応用専門委員会 (6月19日)

半導体薄膜 酒井委員(東工大)

ゲルマニウム、シリコンのエピタキシャル生長法およびこの方法によって生成した薄膜の電気的性質について討論検討した。

サーボモータ専門委員会 (7月14日)

○二相サーボモータの用語(案)について

1. 一般, 2. 形式, 3. 相, 電圧, 4. 巻線, 5. 動作について審議した。

誘電加熱専門委員会 (7月10日)

○エポナイトの高周波加硫について有馬委員より報告があり、エポナイト丸棒の加硫に際し、高周波加熱を行なうことによって、加硫をきわめて促進させることができることが示された。

○ベークライト成形粉末の高周波予熱の実験について、次回報告することとした。

○神原委員より導体ゴムその他について説明があった。

○計測について、概要の説明が一条委員よりあった。

○国際電熱工学会議提出論文について検討した。

原子力発電所制御専門委員会 (6月27日)

○技術資料「沸騰形原子力発電所の動特性と制御」最終原稿の全部について読み合せを行なった。

核融合専門委員会 (6月12日)

○菱田氏(阪大)より DCX 形プラズマ発生装置について説明があり、burn out 後のイオン密度分布の理論的取り扱いなどについての報告があった。

○大石氏(阪大)よりマイクロ波によるプラズマ診断法の問題点について解説があった。

○山中氏(阪大)より電磁衝撃波管における衝撃波伝搬の様相について、またイオン、電子温度について報告があった。

○有安氏（阪大）より直線放電の分光器および単色高速度流しカメラによる測定結果について報告があった。

○河合氏（三菱）より環状放電実験におけるジュール加熱、軸方向反転磁界印加の場合の実験結果について報告があった。

○大阪大学の高温プラズマ実験装置を見学した。

原子力計測専門委員会（5月18日）

○放射線化学の立場から要望される大線量計測器について関口（三菱化成）、寺川、大谷（昭電）の3氏から説明があった。要望として、(1) 耐湿・耐高温（200℃位）であること、(2) 一次電圧の変動に影響しないこと、(3) 線量率、エネルギーおよび LET 依存性の少ないこと、(4) 応用研究には mixed radiation の線量測定法、automatic な線量測定法が必要であることなどがあげられた。

○放射線関係用語について用語検討小委員会の案の報告があった。

○関口氏（東大）から中性子用半導体スペクトロメータの文献紹介があった。

（6月15日）

○化学線量計の諸特性と問題点について重松氏（放高研）から説明があった。問題点として、(1) 分子吸収係数が温度にきわめて敏感であること、(2) 不純物があると感度の直線性が悪くなること、(3) 有機物を含むと G 値が変化すること、(4) 放射線のエネルギー範囲により G 値が異なること、(5) Victoreen 線量計の測定結果と必ずしも一致しないことなどがあげられた。

○放射線関係用語について検討した。

電気規格調査会

電気用語標準特別委員会（6月27日）

○最近関係各方面に配布した「電気学会用語集の選定方針」につき、原子力計測専門委員会より質問があったので、その内容解釈につき討議した。

○増幅発電機用語、および電気炉用語を電気専門用語集として出版する運びとなったので、その内容を審議した。

直流機標準特別委員会（6月30日）

○資料 3-1・JEC-54 直流機改訂案（幹事案）により、適用範囲、定義の章の審議を終り、直流機に関する術語の一部を審議した。

定義の章では励磁機トルクモータの定義を入れるとともに、あまり使用の例のない均圧機を削除した。また、直流三線式発電機・増幅発電機・電気動力計などの注は常識と思われるものは、時代の進歩を考え簡単にした。

定義の章では新しく分流直巻、補助補極巻線の術語を加えた。

水車標準特別委員会（6月23日）

○本日の委員会をもって、総則・一般事項・測定方法（測定方法を除く）、試験結果の計算までの審議を終り、試験方法の規格のアウトラインはできた。

○次回から測定方法の内容の審議を行なうことになるが、審議すべき事項が多いので、測定方法ごとに原案起草者が分担して、原案を作成し、これを小委員会または本委員会で審議することとした。測定方法としては電力の測定、有効落差の測定、流量の測定（ピトー管法・単式ギブソン法・差動ギブソン法・カレントメータ法・塩水速度法・量水せき法・インデックス法）である。

避雷器標準特別委員会（6月29日）

○避雷器規格第四読会案を審議した。主な決定事項は、つぎのとおりである。

1. 本規格の避雷器を回転機用にも準用することは取りやめる。回転機の衝撃絶縁耐電圧がはっきりしないため。

2. 汚損特性試験は参考試験として行なうこととし、汚損量は 0.05 mg/cm^2 までとする。ただし、試験方法はなお検討する。可否の判定は行なわない。

○衝撃放電耐量は特性要素については 100 kA とするが、直列ギャップと特性要素のときはおよそ 40 kA とし、そのときの制限電圧値が BIL をこえないこととする。

○特別動作責務試験の際の線路長は系統の最高許容電圧により変えるという方向で、工業会に具体的な検討を依頼した。

気中しゃ断器小委員会（第17回）

JEC 91 改訂案審議

○ X/R 値（力率）と短絡電流の関係を検討

短絡電流と変圧器の X/R 値の関連を検討し、短絡電流を3段階に分け、その各場合の X/R 値を決定した。

○定格短時間電流

IEC 案と合わせることにした。

○定格開極時間

定格事項とする必要があるかどうか問題になり、次回再検討することにした。

がいし標準特別委員長幹 LP 小委員会

（7月6日）

本小委員会の審議結果を技術報告としてとりまとめることとなり、その原稿が提出され討論された。審議された。主な項目は、つぎのとおりである。

1. 緒言および結言
2. 長幹がいしの使用実績
3. 雨洗効果について
4. 秋田地区の塩害事故とその対策
5. 長幹がいしの絶縁設計とアークホーン
6. クランプトップ形ラインポストがいし

7. その他

保護継電器標準特別委員会 (7月11日)

○JEM 1139などを参照しつつ JEC 用語規格原案を審議した。主として前回までの委員会で宿題となっていた下記用語が審議され、第二読会案作成に進むこととなった。

審議された用語：反跳、慣性動、慣性動作、双方向接点および接点シンボル。

試験電圧標準特別委員会

絶縁試験法小委員会 (B) (6月7日)

○このたび「衝撃電圧測定用分圧器に関する技術報告」を出すことになり、その原案を審議した。

絶縁試験法小委員会 (C幹事会) (6月12日)

大形変圧器の油中コロナ試験を実施することになり、その試験計画を立案審議した。

電食防止研究委員会

第2小委員会 (7月12日)

前回の問題点について討論を行なった。

○架線材料の腐食について追加説明があった。

(次回に防食試験結果を提出願う)

電電公社で用いているガス検知器の説明があった。

○地下鉄定電流試験の際のレール対地電圧が正電位のみについて討論した。

(3) レール電圧測定について 遠方アースと近くのアースを用いた場合の差異について説明があり討論した。

総会資料としては、地下鉄定電流試験結果と架線材料腐食について提出する予定である。

第3小委員会 (7月12日)

○電力ケーブルの防食層の材質・構造・絶縁耐力、およびその保安接地の問題につき、電力会社関係より検討の要望があり、そのとり上げ方と進め方について審議した。そのほか、硫酸銅電極の光による電位変化、海底ケーブルの電食におよぼす海潮流起電力の問題についても、それぞれ資料にもとづいて検討を行なった。

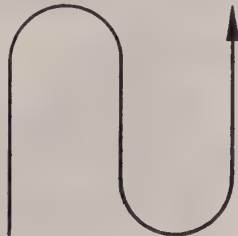
埋設鉄管防食小委員会 (7月11日)

○主査から事務報告があったのち、伊木委員から昭和35年度ガス埋設管腐食統計、竹島委員代理から大船-藤沢間ガス導管電気防食工事および中川委員代理から陰極防食管の電位分布について報告があった。また、埋設塗覆装管試験法案について検討を行なった。

燐青銅 / 洋白

ベリリウム銅・モネルメタル

その他特殊銅合金

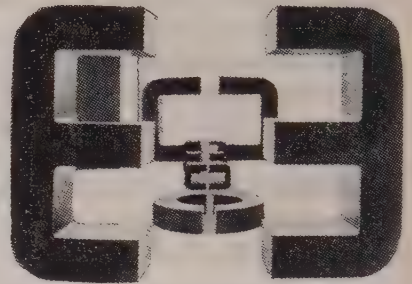


佐藤金属工業株式会社

本社 東京都港区芝浜松町3丁目5 電話 芝(431)7166(代表)
工場 浦和市白幡 966 電話 浦和2611・3162

信頼のおけるタカサゴの

巻 鉄 心
カッタコアー



用 途

電源トランス
チョークトランス
磁気増巾器
可飽和リアクトル
変流器・変圧器
その他各種変成器



高 砂 鉄 工 株 式 会 社

本 社 東京都港区芝虎ノ門3番地 電話 東京 (591) 6186-5
大阪営業所 大阪市東区今橋2の19 電話 北浜 (23) 4685-4686

斯界に誇る完璧な総合技術が生んだ……

OSELECTRONIC COMPONENTS

あらゆる電子機器の高性能高信頼化を推進する新しき働き手です

OSサーミスタ

OSバリスタ

OS電気接点

株式
会社

大泉製作所

本 社 東京都練馬区黄井町410 電話 (991) 1101 代表
銀座営業所 東京都中央区銀座西7-6 福田ビル
電話 (571) 8500-1

40

余年の伝統を誇る卓越した技術、完璧の製品

二井の

コンデンサ

営業品目

進相用高圧	コンデンサ	蛍光・水銀灯用	コンデンサ
進相用低圧	コンデンサ	衝撃電圧発生用	コンデンサ
高周波電気炉用	コンデンサ	O.F.式	
電話用並搬送用	コンデンサ	その他D.F.式	各種コンデンサ
無線用各種	コンデンサ	M.P.式	

衝撃電圧発生装置

コンデンサ……弊社製
装置……東京変圧器株式会社



許可番号
700
5932

二井蓄電器株式会社

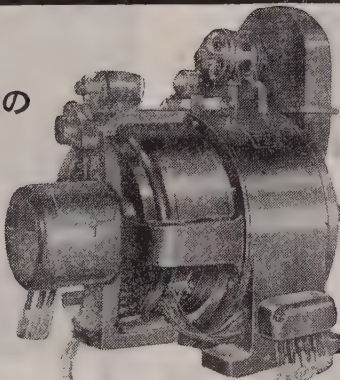
本社及び工場 東京都品川区大井寺下町1442番地 電話大森(761)8111～5
大森工場 東京都大田区入新井5丁目 248番地 電話大森(761)2573
大阪営業所 大阪市北区西扇町17番地(日扇ビル) 電話(34)8258～9
九州出張所 福岡市萱堂町25番地 電話(3)5380

最も理想的な“無段変速”に

三相分巻整流子電動機

あらゆる機械の
速度調整に
最適

0.4kW～220kW
各種製作致します



〔カタログ贈呈〕

14p 150kW 500/550V 50/60～
580～210/690～250rpm



“定張力巻取・ロール用に”

三相トルク電動機

弊社永年に亘り独特の設計製作による最高性能を誇る製品

定張力巻取用 0.1kg-M～15kg-M

電線、ゴム、ビニール、セロファン、箔、鋼板、
布、紙、フィルム等

ロール用 1kg-cm～5kg-cm

キューリングマシン、ホットフルドライヤー、シリ
ンダードライヤー等のテンションコントロールに
最適

以上の標準品の外御要求により各種製作致します

株式会社 東電舎

本社 東京都港区芝浜松町2の2大門ビル 電話(431)1671, 2848～9
工場 東京都大田区御園3の8 電話(731)4006, 4253, (738)0661

オートメーション化には、優良AVRを!!

定電圧

防衛庁各自衛隊指定納入品
日・米・独特許
の御相談は
我国唯一の各種AVR
総合メーカーへ

あなたの優秀なる御設計には、次の何れかが必ずミートします。

摺動型→TH型→周波数の影響なし、波形歪みなし、精度±1%以内、応答5秒以内	200kVA迄
→TB型→同上、同上、精度±1%以内、応答4秒以内	200kVA迄
→MR型→同上、同上、精度±3%以内、応答10秒以内	5kVA迄
磁気増幅型→MA型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答10% (0.2秒) 以内	50kVA迄
→TM型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.5%以内、応答5%以内	5kVA迄
電子管型→TR型→46%~61%、歪率5%以内、精度±0.1%以内、応答1%以内	5kVA迄
鉄共振型→FS型→47~51、57~61%、精度±2%以内、応答1%以内	5kVA迄
誘導型→ID型→46~51、56~61%、歪率10%以内、精度±2%以内、応答30秒以内	200kVA迄
定電流装置→CS型→46%~62%、精度±1%以内、応答1秒以内	5kVA迄
発電機用型→FR型→47%~61%、精度±2%以内、応答約1秒	500kVA迄
電気炉自動制御装置→弊社のAVRを使用し、高性能、高効率、低廉なる自動温度調節装置	200kVA迄
整流装置→SR型→電圧及周波数の変動する交流電源から、電圧精度±1%以内の安定した直流を得られる。	
瞬時制動モーター→起動トルク大、3% (1/6秒) 以内に瞬時停止並に逆転、起動電流小、サーボモーターに最適	



桂川電機株式会社

東京都大田区矢口町418番地
TEL (731) 0181 (代表) ~5

〔型録贈呈〕

クテリオン

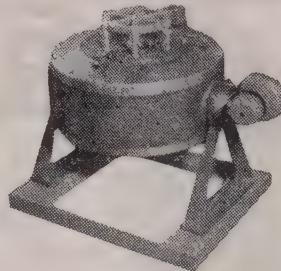
V型振動試験機

用途

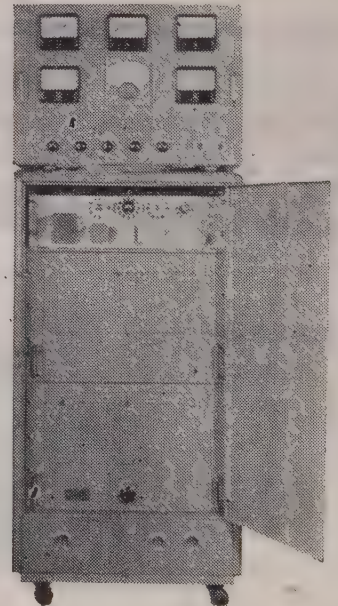
- ① 航空機、ロケット、自動車等の機構体解析
- ② 電子機器および部品等の振動試験
- ③ 各種物体の共振周波数の測定
- ④ 各種物体の振動姿態の測定
- ⑤ 各種物品、材料の疲労試験
- ⑥ ダンピング特性の測定
- ⑦ 構造物の振動試験
- ⑧ 液体の乳化、攪拌、混合
- ⑨ その他、各種の振動試験全般

特徴

- ① 振動数が広範囲に連続可変出来ます。
- ② 振幅を任意に調整出来ます。
- ③ 取扱が容易で可搬型ですので何処へでも移動出来ます。
- ④ オートサイクリングが可能です。
- ⑤ 騒音が有りませんので耳による不良箇所の摘出が出来ます。
- ⑥ MIL, NDS, JIS, の振動試験全部が可能であります。
- ⑦ 加速度、振幅、速度メーターで直読出来ます。
- ⑧ 記録された振動の復元試験が出来ます。
- ⑨ 共振機に比べ共振点の測定には最適です。



VB-10型

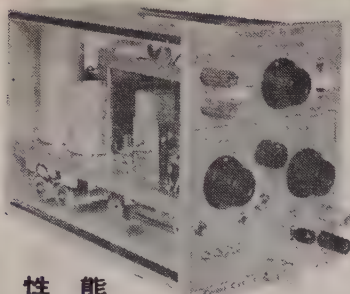


V-500型

帝國電波株式会社

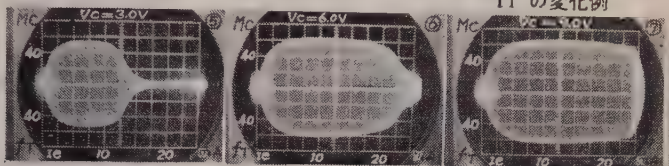
本社 東京都文京区白山前町44 TEL (921) 8145 (代) ~9
 蔵工場 埼玉県蕨市上町4-3311 TEL (0889) 4576 (代)

トランジスタ・f_T 直視 プラグインユニット



エミッタ接地トランジスタの β が1になる周波数 (f_T) が直視できます。

アロイディフュージョントランジスタのコレクタの電圧による
 f_T の変化例



性能

測定周波数	10Mc	1周波	No. 5 $V_c = 3.0V$	Y軸: $f_T = 20Mc/cm$
f_T 測定範囲	2.5, 10, 20, 50, 100Mc/cm	(5段切換)	No. 6 $V_c = 6.0V$	
コレクタ電圧	1~15V	連続可変	No. 7 $V_c = 9.0V$	X軸: $I_c = 2.5mA/cm$
エミッタ電流	0.1, 0.2, 0.5, 1.0, 2.5, 5.0, 10.0, 20.0, 50.0mA/cm	(9段切換)		
極性	PNP, NPN	切換式		
外形寸法	147 (W) × 174 (H) × 232 (L)			

製造元

コナ電気株式会社

茨城県勝田市市毛 TEL (水戸) 8546, (勝田) 663

販売元

コナ商事株式会社

東京都台東区車坂21 TEL (841) 0967, 5926



Marcom

20.6世紀のパイオニア……

月世界はパーツが征服します 産業の中の
エレクトロニクスから育ちます そのパー
ツ……………

マルコン=コンデンサ

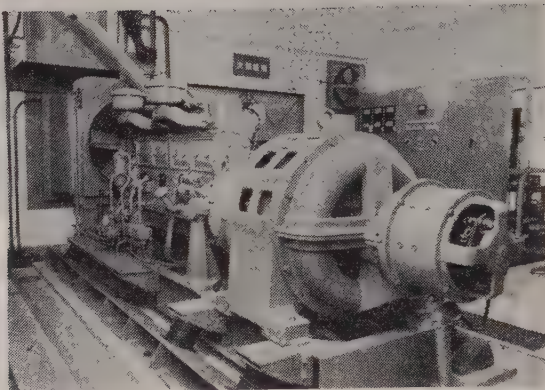
東京電器株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋本町4~9 TEL (201) 9494
大阪営業所 大阪市北区絹笠町50 TEL (34) 8720



工場設備の保全には...

**全自動制御予備電源装置
定周波定電圧電源装置**



瞬時停電もない完全無停電電源！

動作確実な全自動予備電源！

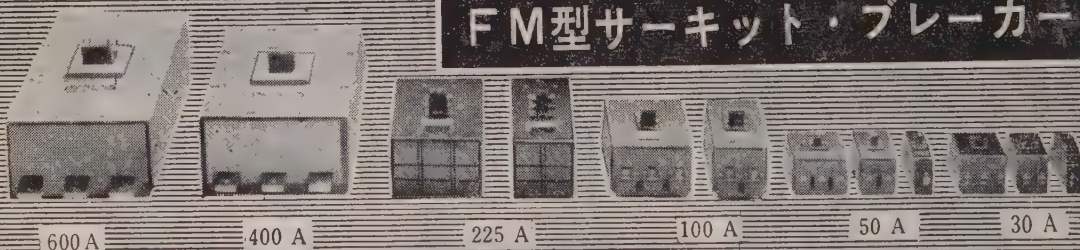
精度の高い定周波電源！

詳細カタログその他御申越次第お送り
申し上げます

山洋電気株式会社

本社 東京都豊島区巣鴨6丁目1349番地
電話 東京 (982) 5151~9番

FM型サーキット・ブレーカー



完全電磁式

**ノーヒューズ
ブレーカー**

**フレーム：
30 A ~ 1,000 A**

特長

- (1) 回路の安全確実な保護
- (2) 周囲温度の影響を受けません
- (3) 定格電流値が自由に選定できます
- (4) 即時再投入が可能です
- (5) 特殊な動作特性が製作できます

●遮断容量 2,500 A より
30,000 A まで

カタログ進呈

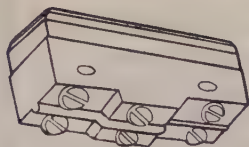


株式会社
日幸電機製作所

東京都世田谷区玉川奥沢町1~285
電話 (721) 6191 ~ 5・3313

世界に燦然たり……

1960年



2極マイクロスイッチ群



日本の技術
が生んだ

技術

革新

世界で最初
にして唯一

特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品類に於いては従来の単極の基本型と同一に絶ゆる品類が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本器が「応差の動き(M. D.)」に於いて外国品の欠陥(応差の動きが大いこと、これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したことです。これは正しく「マイクロスイッチの革命」新分野への黎明とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一
- (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。
- (3) 動作力、応差の動きも単極型と同一
- (4) 単極品を2ヶ並べて使用すると違いスイッチの投入、切断は2回路同時。
- (5) 規格

電流量 125・250V. 10A. A. C.

- 耐 圧 1000V. A. C. 一分間
絶縁抵抗 500V. 1000MΩ以上
動作に必要な力 (O. F.) 300~450g
動作迄の動き (P. T.) 0.5MAX.
動作後の動き (O. T.) 0.13MIN.
戻りの力 (R. F.) 114g MIN.
応差の動き (M. D.) 0.01~0.15

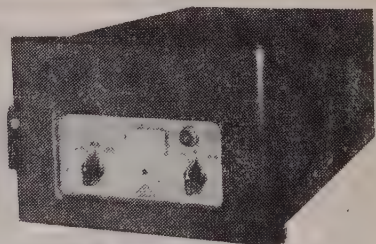


日本開閉器工業株式会社

東京都大田区馬込東3-644
TEL 東京(771) 8841~2・8379

温度の自動制御に 大倉の電気式調節計

重油炉のバーナー、ダンパー類、電熱器の温度制御、実験室、バッチャープラントなどのコントロールに最適



電気式調節計TYPE-2

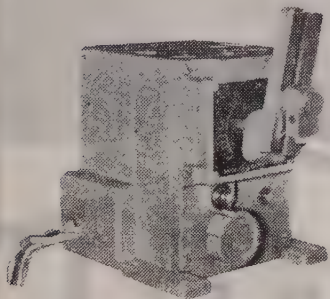
営業品目

微圧計・イメージンパイロメーター
電気式調節計・プログラム調節計
その他一般工業用計器各種

性能

比例帯 2 ~ 500%
積分 0.01~100分
微分 0~8分

(誌名記入申込に型録進呈)



PDU-1 米国Swartwout社と提携



大倉電気株式会社

本社・工場 東京都杉並区西田町2-407 TEL (398) 5111(代表)
秩父工場 埼玉県秩父郡皆野町2076 TEL (皆野) 19・38番
大阪出張所 大阪市北区芝田町112(井上ビル24号室) TEL (36)5791-5 5891-5(交換)
小倉出張所 小倉市博労町63 富士ビル44号室 TEL 小倉(5) 8621



VR-100N

注!!

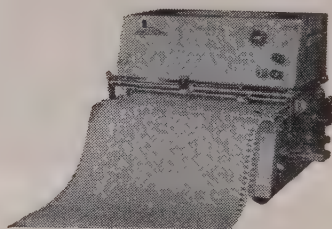
VR-100Nの開発により
り応用範囲が飛躍的に拡大
されました。

それは入力回路が筐体から
絶縁されたからです。

ARICORDER

1. 要素の記録が容易である。
2. 追従速度が非常に速い。
3. 入力抵抗が大きく零点調整
が全域
4. 小型軽量のため移動に便利。
5. 価格が安い

VR-200G



日本電気機材株式会社

本社・工場 京都市中京区西ノ京上合町 17
東京サービス 東京都千代田区神田司町 2-1-1
ステーション 電話 (231) 2736

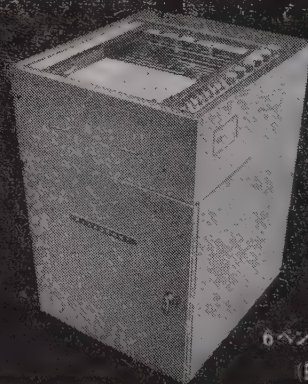
KYOTO TEL (84) 4396-8
(82) 0395-6

多現象の記録には

HiSpeed シリーズ

多ペンレコーダー

GENERAL PURPOSE



6ペンレコーダー
(B-60)

1枚の記録紙上に同時刻に起った
2~6現象を同時に記録紙巾一杯
に交叉して実線ペン書で記録でき
電子管自動平衡型でペン速度1/4秒
以下です。

SIX
RECORDERS IN
ONE!



理化電機工業株式会社

本社・工場 東京都目黒区鷹ヶ崎町625
TEL東京 (712) 3171 (代表)
小倉出張所 福岡県小倉市大門町82
TEL小倉 (5) 2671
札幌出張所 札幌市北十三条東7丁目

新型パネル用計器

特 長



新発売！

WMR-65N (可動コイル型)

WCR-65N (整流器型)

WSR-65N (可動鉄片型)

外型 81×79mm 胴径 65φ

1. 65型計器と取付寸法が全く同じですからそのまゝ取付ができます。
2. 外観は新しいデザインで美しい着色がしてあり機器に取付けた場合製品が一層引立ちます。
3. 目盛窓が一段と広くなっておりますので指示が読取り易くなっております。
4. 電気的特性は高度な品質管理により一段と向上しております。
5. 量産態勢により納期迅速いつでも御要望に応じられます。



指示電気計器
工場

渡辺電機工業株式会社



東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

電話 青山
(401)

2 2 8 1
6 1 4 1
6 1 4 2
6 1 4 3
6 1 4 4

スターライト



ALP

ふつ素樹脂製品

ポリ4ふつ化エチレン

- ▶ 棒 管 円筒 板 テープ
- ▶ 軸受 パッキング ピストンリング
- ▶ 絶縁・耐食・耐熱・耐寒・非粘着性
- ▶ 電気・機械・化学あらゆる工業材料

スターライト工業株式会社

本社 大阪市大淀区天神橋筋六の五(天六阪急ビル)
東京支店 東京都中央区八重洲一の三(呉服橋三和ビル)
製造所 大阪市城東区茨田徳庵町一七〇八

電話 大阪 (35) 5736・8102・7071
電話 東京 (271) 5501 代表
電話 大阪 (33) 9031 代表

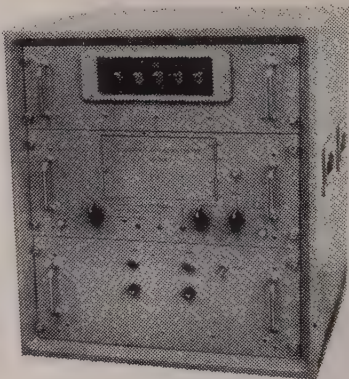
真空管式 A-D 変換器

特 長

本装置に入力切換器（10チャンネル 10m sec切換）プリンターを併用する事に依りあらゆるアナログ量をデジタル量として測定記録することが出来ます。又本装置はそのままでデジタル電圧計として使用出来ます。

仕 様

- | | |
|-------------|---------------------|
| 1) 入力電圧 | 3) 精度 |
| 0 ~ 0.199 V | ± 0.1% |
| 0 ~ 1.999 V | 4) 出力表示 |
| 0 ~ 19.99 V | 符号 ± |
| 0 ~ 199.9 V | 数値 10進数 4桁 |
| 4段手動切換 | 小数点 4桁移動 |
| 2) 変換速度 | 5) 電源 |
| 1/100 sec | Ac 50 ~ 60c/s 100 V |



島田理化工業株式會社

本社・本工場 東京都調布市柴崎町415番地 電話調布(0229)4101-9

大阪営業所 大阪市北区伊勢町1番地 電話大阪(36).6807

あらゆる産業で
活躍する!!

Nakamura

ナカムラ

配電盤 / しゃ断器

〈屋外閉鎖型配電盤〉しゃ断器 RB-25型収納



〈KH-109〉



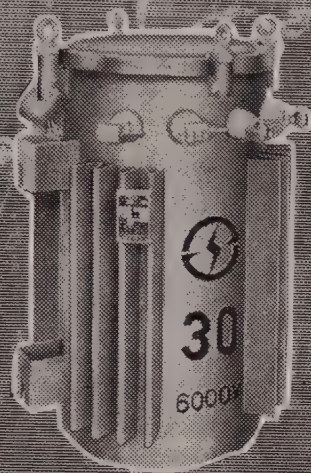
中村電機

〈営業案内〉送呈（電会誌8月号と附記）京都市外向日町 株式会社 中村電機製作所 （電話）向日町 531 ~ 5

未来につながる技術の結晶

主 要 製 品

巻鉄心変圧器・電力用変圧器
各種特殊変圧器・ネオン変圧器
電気カンナ・小形モーター



アイチのトランス



株式 愛知電機製作所
会 社

本 社 愛知県春日井市松河町3880 電話 春日井-2131
東京支店 東京都港区芝田村町4の3 電話 431-0646・6206
名古屋支店 名古屋市東区水筒先町2の2 電話 4-9-58・6
大阪支店 大阪市東区淡路町4の25 電話 26-9-24・7
札幌 仙台 福岡 岡崎 四日市

LINEARFORMER

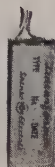
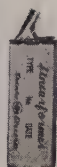
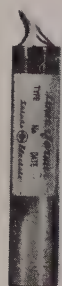
(超直線型差動変圧器)



差 動 変 圧 器 と 応 用 測 定 器 の デ パ ー ト

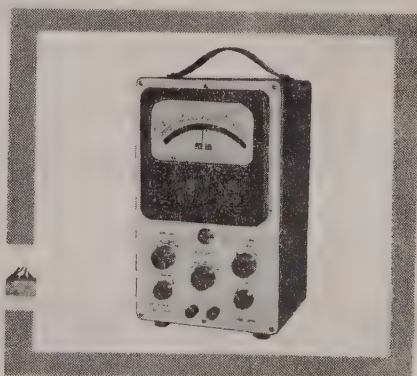
(0.0002 mm → 100 mm まで測定出来ます)

- 主 用 途
- 厚さ、太さ、粗さ、伸び、縮み、撓みの測定
 - 寸法検査 自動定寸 自動選別
 - トルク、応力、動力、歪、振動、加速度の測定
 - 張力、圧力、重量荷重、流量、液位の測定制御



■ DS シリーズ超直線型差動変圧器標準品 31 種

■ DM シリーズ変位測定器標準品 19 種



全 電 気 誤 差 自 動 補 償

特許・実新6件(出願中) カタログ進呈

神戸市灘合区雲井通2-6 TEL 神戸(2)5514
東京都中央区日本橋室町4-4神戸銀行室町ビル(241)0946

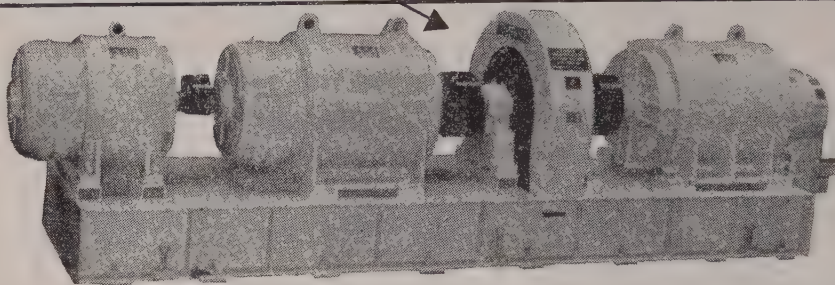
① 新光電機株式会社

**Densei の
主要製品**

交流・直流発電機・電動機
予備電源装置
無停電電源装置
定周波定電圧装置
各種通信用電源装置

自動電圧調整器
受配電盤・整流器
送風機・水中ポンプ・クリーナー
シンクロ電機・制御機器
電装品・家庭電器

電子計算機の電源として最も多く使われているクレーマ制御定周波装置



日本電氣精器株式会社

本社及向島事業所 東京都墨田区寺島町3-39 TEL. (611) 4111-9 / 大阪営業所 大阪市北区伊勢町34 (日清ビル)
名古屋営業所 名古屋市東区久屋町5-9 (住友商事ビル) / 札幌営業所 札幌市北八条西1-1 / 福岡営業所 福岡市天神町58 (天神ビル)

恒温恒湿装置

温度範囲 -60 ~ +70°C

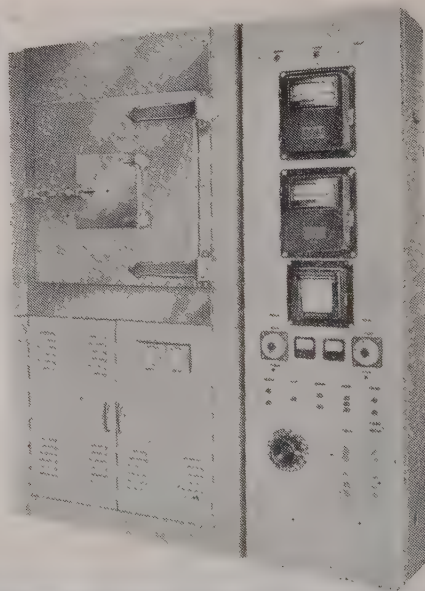
調節精度 $\pm 0.5 \sim 1^\circ\text{C}$

湿度範囲 20 ~ 95 %

調節精度 $\pm 1 \sim 3 \%$

- ◆電気部品等の高温・低温サイクル試験
- ◆紙・繊維類の浸透試験
- ◆木材関係の温・湿度試験等にも好適

営業品目
恒温恒湿槽
低温恒湿槽
自動温度調節装置
自動温度記録装置



株式会社 八島製作所

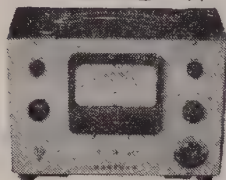
東京都渋谷区本町4丁目11番地
電話 (369) 3148 (代表)・3149・3140

バリスター

サーミスター

営業品目

サーミスター
風速計



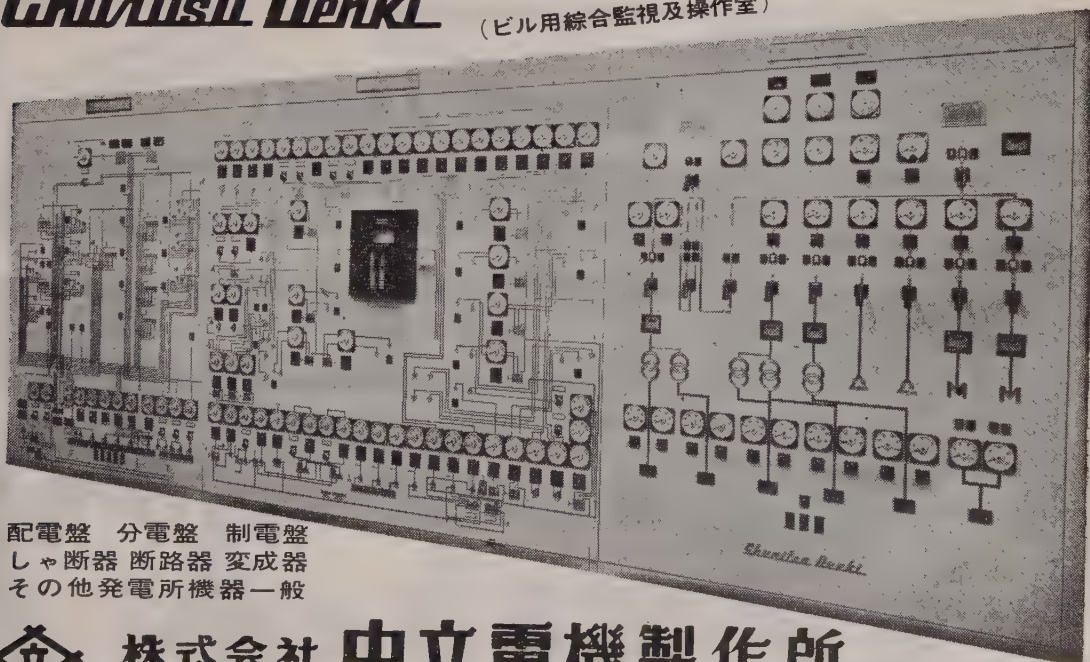
サーミスター
バリスター
亜酸化銅整流器
サーミスター温度計
サーミスター温度調節器
サーミスター風速計

株式会社 芝浦電子製作所

本社 東京都板橋区前野町1~3 電話 (961)5328(代)
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1~346 電話 川口 3253

Churitsu Denki

(ビル用総合監視及操作室)



配電盤 分電盤 制電盤
しゃ断器 断路器 変成器
その他発電所機器一般

株式会社 中立電機製作所

名古屋市昭和区白金町6ノ20 電話(代表)名古屋(88)7161
東京営業所 東京都千代田区神田末広町51(住吉ビル四階) TEL(251)3778

JEIC 万能カウンター

—オールトランジスター化—

感 度	正又は負 1.5 V (10k Ω) 15 V (100k Ω)
桁 数	6 桁 ネオンランプ表示
精 度	$\pm 0.001\%$ 1 count)
周波数測定範囲	1%~1 Mc
ゲート時間	0.01, 0.1, 1, 6, 10, 60, 100 秒
表示時間	約 0.5 ~ 5 秒
時間測定範囲	10 μ s ~ 10 ⁶ sec
周期測定範囲	0~10kC $\pm 0.3\%$ 以内
測定波数	1 及び 10
標準周波数出力	1, 10, 100% 1, 10, 100, 1000kC
外形寸法	330h \times 370w \times 190dmm

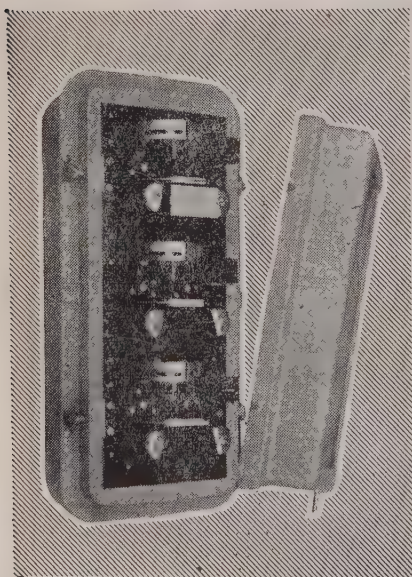


CC-61 型

量産体制が整いましたので価格がさがりました。

日本電子測器株式会社

本社・工場 東京都中央区月島西仲通10-7 電話(531) 0101 (代)
大阪出張所 大阪市北区太融寺町8(アトラスビル) 電話(368) 176~8
仙台工場 仙台市袋町2-7 電話(2) 9951



長谷川の

配電線用撰擇接地

母線継電器

超高感度! 誤動作絶無!

長谷川電機株式会社

本 社 工 場 大阪市東淀川区田川通2の32 電話 大阪 (301) 1534 代表
東京連絡所 東京都千代田区大手町2の4 電話 和田倉(201) 3005・3006
福岡出張所 福岡市福陵町3 電話 福岡 (82) 2 6 5 7

40Wの蛍光灯が30Wの明るさになる

設備費が2割やすく

保守費が2/3ですむ

最も経済的な

エフコンダブルスポット

グロー式 高照度 蛍光灯 器具
ラピッド式 工事用

恩賜発明賞に輝き

150万台を越える実績をもつ

日本の生んだ世界の点灯回路

エフコンダブルスポット

高照度安定器 内蔵

※ランプの長寿命を御希望される方は、15,000時間を保証する、ダブルスポット40W定格出力型直列ラピッド式安定器(ET-40。共用型)を御指定下さい。

日・米・英・独・印・加特許

恩賜発明賞

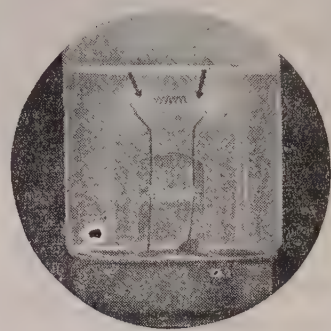
科学技術庁長官発明賞

大河内記念技術賞 受賞

照明学会関西支部賞

特許庁優秀特許外国出願補助金 受領

通産省鉱工業応用研究補助金



技術資料進呈

本発明方式による点灯の電極部(ダブルスポット)

エフコン電気株式会社

大阪市東淀川区新高北通1の22

電話 大阪(39)1848 営業直通 1264 代表

最古の伝統と最新の技術を誇る

富士金属の
バイメタル

●真空熔解に依る

富士金属株式会社

本社・工場 大阪市東住吉区加美春日町 27 電話大阪 (79) 5505~7
東京事務所 東京都中央区日本橋兜町 2の 55 電話東京 (671) 5417・1586~7
大阪事務所 大阪市西区阿波座中通 2の 47 電話大阪 (54) 2134・5641~3

WIDEBAND DC AMPLIFIER

MODEL 112A

- ± 2 μ V Stability for over 400 Hours
- < 5 μ V Noise
- 100 K Ω Input, < 1 Ω Output Impedance
- ± 45V, ± 40 mA Output
- 40 kc Bandwidth
- 20 to 2000 Gain with Standard plug-in
- Integral Power Supply

Equivalent Input Drift (After Warmup)...

.....Less than 2 μ V for 400 hours.

Equivalent Input Noise

.....Less than 5 μ V peak to peak from 0 to 3 cps.

.....Less than 5 μ V RMS from 0 to 750 cps.

.....Less than 12 μ V RMS 0 to 50 kc.

Input Impedance100,000 ohms, Output Impedance less than 1 ohms.

Gain.....Ten steps from 20 to 1000 with continuous 1 to 2 times vernier adjustment of each setting.

Gain accuracy0.5% DC to 2 kc.

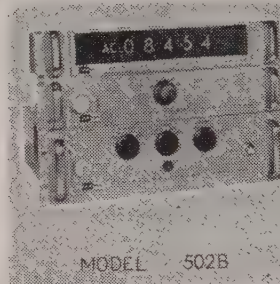
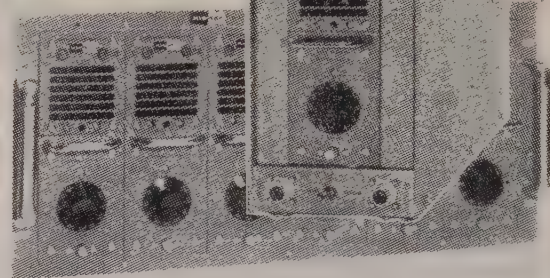
Micro-Gain.....Control permits adjusting individual gain setting to 0.01 % gain accuracy.

Gain stability and linearity.....0.1%

Frequency response.....± 0.1 db to 2 kc, ± 0.3 db to 10kc, less than 3 db down at 40 kc.

Output capability.....40 mA into 10 to 400 ohms, ± 35 volts into 1000 ohms, ± 45 volts into 10,000 ohms.

KINTEL
A DIVISION OF
COHU
ELECTRONICS, INC.



AC/DC DIGITAL

VOLTMETER

• ACCURACY

AC V: 0.1% ± 3 DIGITS

DC V: 0.01% ± 1 DIGITS

• RANGE AC

0.001 ~ 999.9V RMS

30 ~ 10,000 cps

• RANGE DC

± 0.0001 ~ ± 1.000V

MODEL 502B

日本総代理店

兼松株式会社

東京支社電子部

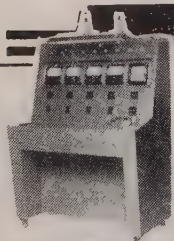
東京都千代田区丸ノ内1(東京海上ビル新館) 電話(281)6811(大代表)

お問合せは...

総発売元

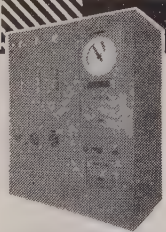
株式会社 菊水電波

東京都大田区馬込町西4-67 電話(771)9191(代表)



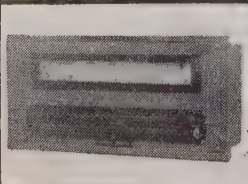
自動試験装置

絶縁耐力試験、耐アーク性試験、消費電力試験、耐電圧試験、電池充放電試験、レジャーテスター、乾電池の良否自動選別、絶縁抵抗測定選別、各種抵抗自動選別、多芯ケーブルの自動試験選別など



自動制御装置

ガス分析制御、ガラス液面制御、テープ巻取制御、温度・湿度・流量・圧力・速度・液面・重量・張力・混合率など凡ゆる工業量の自動制御調節装置、光電管応用制御装置、各種自動監視装置など種々を製作



特殊工業計器

測定範囲自動切換装置付自動平衡型計器、各種記録調節計、各種表面温度計、多回路自動切換式調節温度計、遠隔位置表示調節装置、其他自動制御のエレメントとしての高精度のタイムスイッチ等

凡ゆる工業計測と

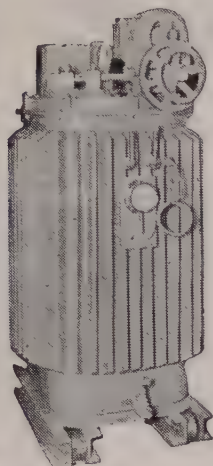
オートメーションのための

総合メーカー.....

株式会社
岩佐電気科学研究所

大阪市東淀川区塚本町1-10
電話 302-1234(代)

誘導電圧調整器



定 格

単相 50 \sim
3,300V \pm 50%
容量 40kVA

営 業 品 目

電力用変圧器	インダクション・
高圧変圧器	コイル
単捲変圧器	テスラ・コイル
誘導電圧調整器	S.O式電気浄油機
ネオン変圧器	鉄共振型定電圧装置
直流高圧発生装置	計器用変成器,
スポット・	変流器
ウェルダー	雑音防止器
	油 試 験 機

株式会社 整 電 社

東京都渋谷区元広尾町1番地

電話 東京 (473) 1687, 1860, 1861, 1862, 1863

ニガタ サンドストランド

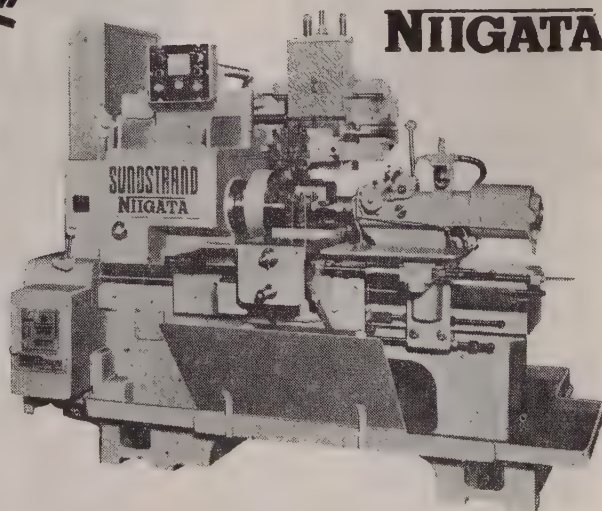
大量生産にも多種少量生産にも

6AD形 自動旋盤

多刃式とすぐれた自動サイクルの採用によって、各種部品の大量加工に驚異的な能率をあげるのは勿論、サイクルの変換、工具の取換がすばやく出来るので、多種種類の部品を少しづつ加工する際にも、大量生産の時と同様の能率をあげることが出来ます。

要 目

ベットの最大振り(mm) 440
両心間最大距離(mm) 460~1220(4種)
主軸回転速度(rpm) 60~1200
又は90~1800



代理店



株式会社 新潟鐵工所

本社 東京都千代田区九段1-6 電話(301) 2251 (大代表)
支社 大阪・新潟 営業所 福岡・札幌・名古屋・下関・仙台・広島・天津
工場 新潟・浦和・蒲田・長岡・横浜・六日町



安宅産業株式会社

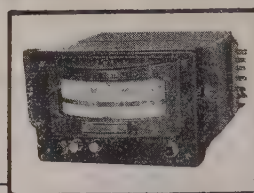
本 社 大阪市東区今橋5-14 (23) 8461
東京支店 東京都千代田区大手町1-4 (201) 6411
名古屋支店 名古屋市中区南井町2-1 (28) 2161

正確—高感度—電力の節約—無騒音—完璧な温調

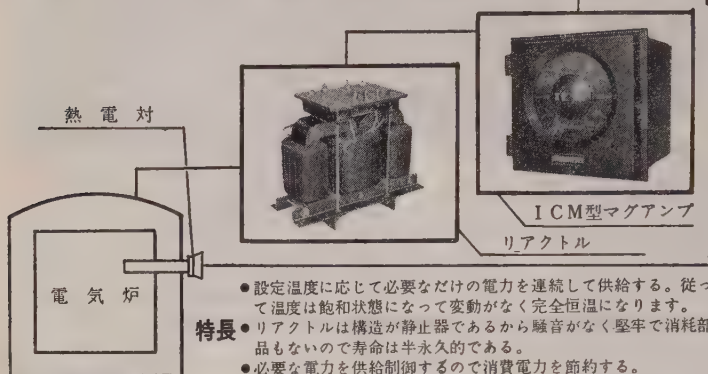
可飽和リアクトル(ICM型)

Input Power Control MAG-AMP

自動入力調整器



特許
209094
205945
3209(A)



原理 自動温度調節器

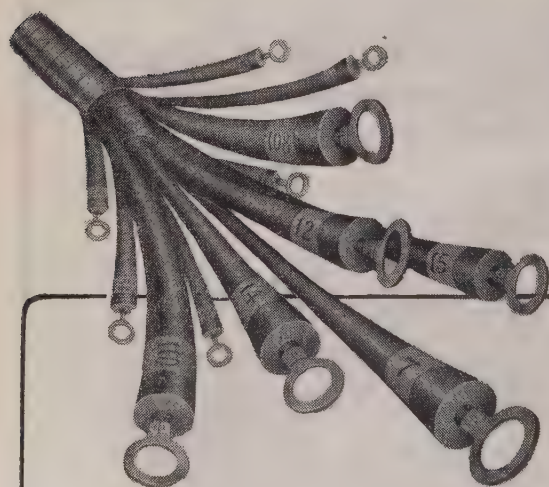
ICM型の原理は可飽和リアクトルを基にした磁気増幅器式の温度調整装置である。操作部である可飽和リアクトルの原理は鉄芯に加える直流磁化力を制御して出力側の交流電圧、電流を変化調整し得る一種の誘導機器である。鉄芯に有するリアクトル(出力側)の交流インピーダンスが重畳された直流磁化力(制御電流)の値によって変化することを利用した電力増幅器である。

電力増幅器として働く操作部は調整器からの制御電流の大小により負荷電流の電源に対する同じ割合で変化調整される。

本社営業所 東京都千代田区神田美土代町12
TEL (231) 2446・3932・4829
大阪営業所 大阪市北区神山町29(宝山ビル)
TEL (36) 7048・0786
東京工場 東京都大田区下丸子188
TEL (738) 417-9
横浜工場 横浜市港北区新吉田 御登 157
TEL 横浜(45) 1421-3



日本電熱計器株式会社



KCC WIRE MARKERS

ケーシーシー ワイヤー マークの用途

各種計器内部結線附号標字に……
各種配電盤および自動制御盤裏面配線の結線に……
発・変電所又は機械器具等の自動化による配線の結線に……
電話局線又は信号回路等の結線附号のマークとして……
テレビおよび工作機械電気配線標字マークに……
電気計算機用配線に……

作業上の利点

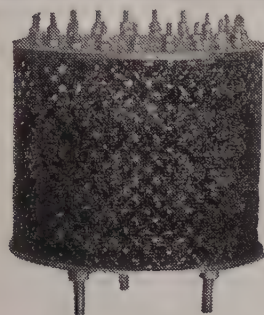
従来の配線附号をつけるには「アルミ板」「ファイバー打抜き板」等に数字又は英字マークを打って電線に擦りまたは麻糸などで付けておりましたが非常に手間を取り且また誤りを生じ着した附号の剥がれ後の点検等に非常に作業またメンテナンスの不便を生じていましたがKCC WIRE MARKERはそれらの不便を取り去り誤りをなくして仕上りも美しく一見して判明しメンテナンス等でも非常に楽になり且コストを安く出来ますので是非とも御推奨致します。

● カタログ贈呈
自動制御用部品発売元

株式会社 ケーシーシー 商会
神戸市灘区灘北通4丁目71 電話 神戸 ⑧ 6258番

磁気増幅器 定電圧装置 変圧器

高圧用
同期電機



巻鉄心型磁気増幅器

磁気増幅器や可飽和リアクトルは
寿命永久的で真空管のごとく故障
の心配はございません。あらゆる
自動制御に御利用下さい。

どんな特性のものでもお作りいた
します。

変圧器・塞流線輪は無線通信機用、
整流器用、医療機用、研究用等各
種御要求に応じます。



磁気増幅器型低電圧装置

御申越次第カタログ郵送いたします。

鈴木電工株式会社

東京都豊島区西巢鴨 3-810 電話 池袋 (971) 3071・8133

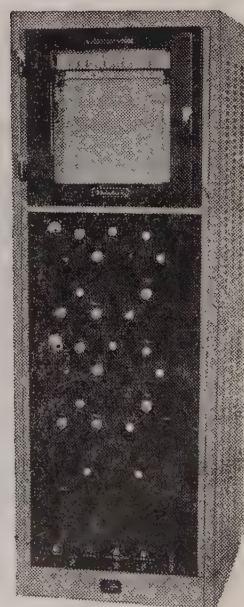
第二工場 埼玉県戸田町七戸田南原2261 電話 蕨 (0889) 4841

SDK

Shinkoh

■フルスケール 0.35秒、最高の
応動速度を持つ X 軸 ■サーボ機
構～時間送り相互の瞬時切替自
由な Y 軸 ■長時間の記録が行な
えるストリップチャート ■用途に
応じて選択できる 4 種の増幅器

X-Y
レコーダー
AS6型



万能的な用途を持つ、高性能の X-Y レコーダーを完成しました

抵抗線歪計と応用計器

(誌名記入の上カタログご請求下さい)

新興通信工業株式会社

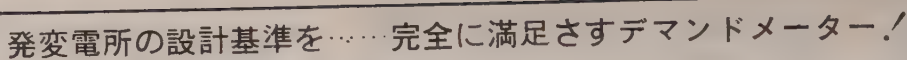
本社・工場

営業所

神奈川県逗子市桜山 760

電話 (逗子) 3511 (代表)

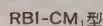
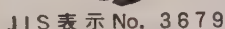
東京・大阪・名古屋・福岡



速示電流計付最大需用電流計

* 残針復帰は、自動、手動何れにも製作致します

標準用特別精密級	各種記錄計・自動調整及
携帶用精密級	遠隔表示裝置
配電盤用及パネル用	特殊応用計器
指示電氣計器一般	各種測定器・試験裝置



本社並工場 大阪市東淀川区田川通6ノ19 電話(301)5 5 3 1 ~ 5
出張所 東京都杉並区阿佐ヶ谷2ノ637 電話(391)荻窪 2955・3326

御使用機器
電磁開閉器
ノーヒューズ
ブレーカ
サ一モータ
各種電機
各気配多航
マタイム力
庄自動

T.O. コンタクトメタル
粉末冶金接点
貴金属合金接点各種

本社・工場 東京都目黒区高木町 1509 Tel. (717) 1111~6
足立工場 足立区本木町 3-5310 Tel. (881) 6188~9

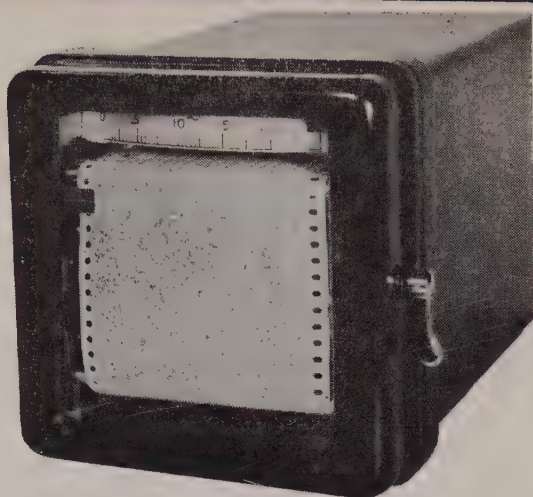
室内寸法
2,000mm
迄各種
温度
60°C, 200°C
250°C, 300°C
350°C
型式
各種ファン付
各種真空管
リレー付
室内
銅板・ステン
レス板・鉄板

上写真仕様
室内寸法 450×400×400 mm
定温範囲 40～60℃±1℃
自動温度調節器付
風室、室内灯、温度ヒューズ付

東京都千代田区神田美倉町四番地
電 話 (251) 8 2 7 7 (代)

小型記録計

富士機器の



温度・電圧・電流・その他各種の測定記録に・又図示パネル用計器としても最適です。

性能 ①大きさ 130 mm 角 奥行 217 mm ②重さ 約 3 kg ③記録方式 熱ペン式 ④記録紙有効巾 70 mm 記録紙 1 巻 10 日間有効 ⑤記録紙速度 1 時間 25 mm/h ~ 75 mm/h ⑥感度 50 μ A 又は 20 mV 以上 (フルスケール) ⑦使用電源 AC 100 V 50 ~ or 60 ~ 6 W ⑧真空管等は使用せず



販売 富士電機製造株式会社 製造 富士機器株式会社
本社 東京都千代田区丸の内 2 丁目 6 番地 (旧社名 コッス測定器株式会社)

MINIRON 50

(軟質ガラス封入用合金)

トランジスター 真空管材料

Fe-Ni 合金

平均膨張係数

$$8-10 \frac{10^{-6} \text{m}}{\text{m}^{\circ}\text{C}} (20^{\circ}\text{C} \sim 500^{\circ}\text{C})$$

中里合名会社

東京都中央区日本橋両国五番地

5121・5122・5123

電話 東京 (851) 局

5124・5125・5126

製造 株式会社 和銅 電子材料製造部

大電力需要家に是非必要な 進相用蓄電器自動投入装置

特長

- 1). 無効電力検出による正確な動作
- 2). 動作後投入までの時限は 5 sec, 5 分まで自由に設定出来る
- 3). 直流電磁投入ですので音響を発しない
- 4). 自動, 手動切替スイッチ付である

HT-200 型 200 kVA 3,300 V 用

HT-500 型 500 kVA 3,300 V 用

尚電流検出の簡易型

ST-200 型 200 kVA 3,300 V

ST-500 型 500 kVA 3,300 V

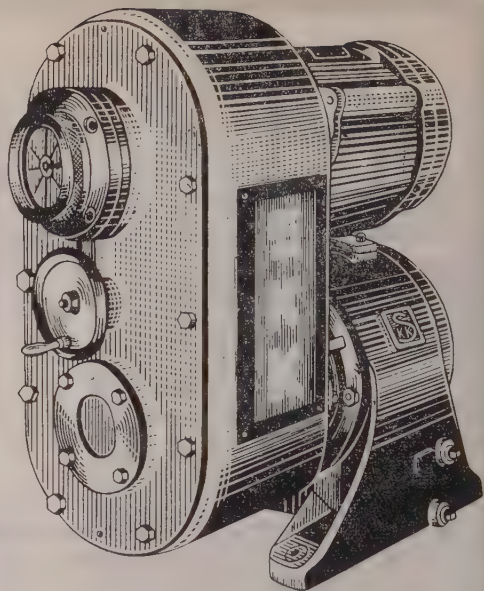
6,000 V 級は HT 2 型, ST 2 型があります

株式会社 光成理化測器製作所

福岡県志穂郡幸袋町 TEL 飯塚 1011

変速機界のホープ
SKK
"AIV" STEPLESS

故障絶無
 機構簡単
 価格低廉



SKK 株式會社 精機工業所

米國DAYTON社製ベルト使用

尼 崎 市 塚 口



株式會社 指月電機製作所

本社・工場 西宮市大社町一
 東京製作所 東京都大田区新井宿七・一〇
 名古屋出張所 名古屋市中区東瓦町三〇
 電話 7645

高压進相用単器型100KVA



指月
コンデンサ

品質の奉仕
 価格の奉仕

この二つを合言葉とした指月は、トップレベルをゆく高度な技術、徹底した品質管理、新装なった最新の設備から高性能コンデンサを産み世界のどんな処へでも誠意と自信をもってお届けしております。

- 高压進相用コンデンサ 単器型 一〇〇—一〇〇KVA 集合型 一〇〇—五〇〇KVA
 - 低圧進相用コンデンサ
 - 高周波電気炉用コンデンサ
 - テレビ・ラジオ・通信機用コンデンサ
 - 電子機器用コンデンサ
- ペーパー・オイル・MP・ポリエチレン
 マイラー各コンデンサ
 (カタログ呈上)

最大の生産と最高の品質管理を誇る



JIS表示許可
防衛庁認定工場

日本抵抗器

カタログ送呈



株式会社 日本抵抗器製作所

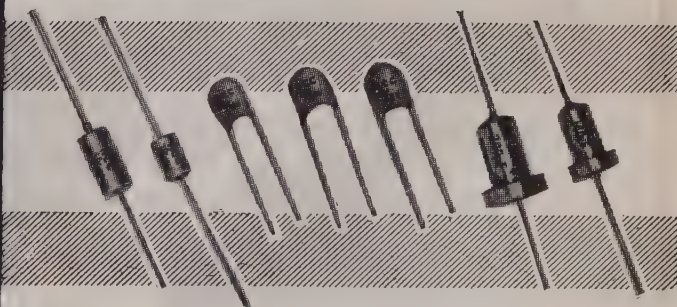
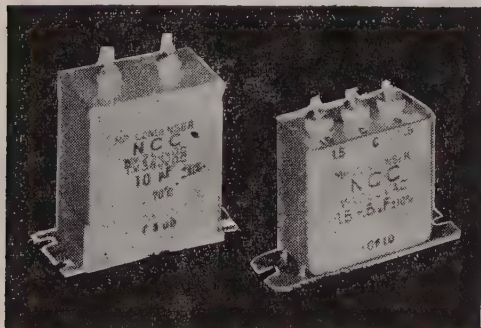
東京都品川区大井町4-23-8 電話 (761) 0450・4211
8554・8594
大阪市大淀区南浜町2の26 電話 (37) 6756 (代)

NCC

高信頼度・高性能の

エレクトロニクス用
オートメーション

NCCコンデンサ



固体タンタルコンデンサ TAX型 金属ケースハーメチックシール
TAF型 Epoxy Dip
湿式タンタルコンデンサ TAC型
MPコンデンサ チューブラ、箱型
各種フィルムコンデンサ
オイルチューブラ シルバードマイカ

NCC

(説明書贈呈)



許可番号
No. 3482
No. 5978

松尾電機株式会社

大阪府豊中市大字洲止124 電話大阪(39)0828(代)・0829-0069
東京都千代田区神田淡路町2の6 電話東京(291)4448-9

Taylor-Shimadzu

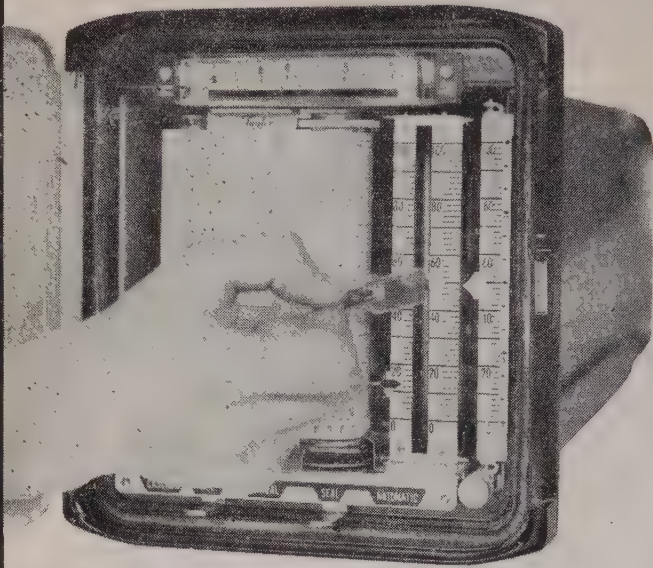
生産
開始

世界最初の
グラフ記録計の創始者
テーラー社の、そして
世界最初の強力なペン駆動
サーボマチック自動平衡受
信部をもつ最新の

テーラー島津計器

トランスコープ

記録計 / 調節計 / 調節器



島津製作所

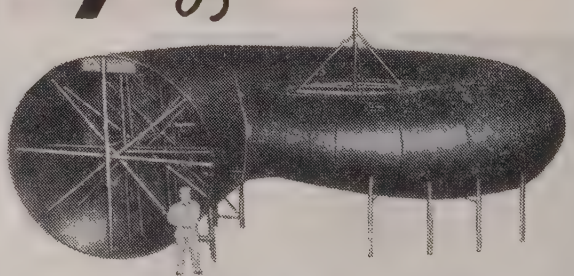
本社・京都市中京区河原町二条南
支店・東京・大阪・福岡・名古屋・広島・札幌

発電 事業の心臓部で活躍する！

エハラの

火力発電用

送排風機
汽罐給水ポンプ

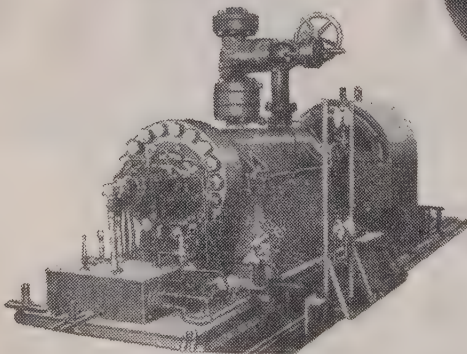


発電用水車



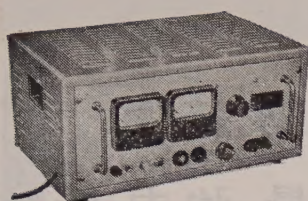
荏原製作所

本社 東京都大田区羽田旭町

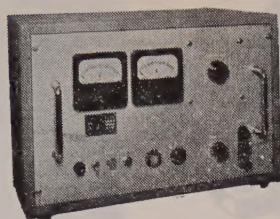


二重胴型高温高压・汽罐給水ポンプ

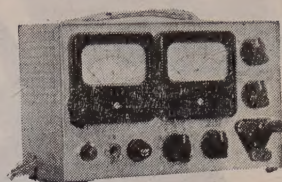
オールトランジスタ安定化低圧直流電源



TP025-5型



TP030-10型



TPM025-03型

型 名	出力電圧	出力電流
TPM 025-03	0~25VDC	0~300mA
TP 025-5	0~25VDC	0~5A
TP 030-10	0~30VDC	0~10A

入力電圧 AC 50~60~ 90~105V

電圧変動 電源および全負荷変動に対し
100mV以下

リップル 5mV以下

スイッチインと同時に始動

過電流安全装置内蔵



株式會社高砂製作所

営業部 川崎市二子662 TEL (701) 4391

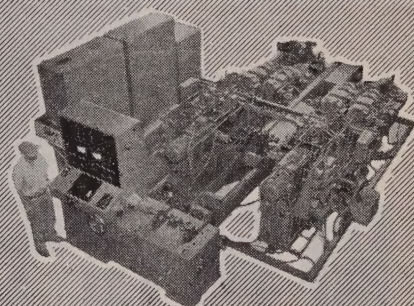
(048) 3883

(048) 4111

Nagahama

汎用の標準型は勿論、あらゆる回転体の適当なバランス修正をなし得る様に極めて軽量なるローター専用のマイクロバランサーから大容量の大型バランサーに至るまで、自動修正装置付専用機、高速型、特殊型、堅型等各種製作しております。

(カタログ進呈)



ND-50ECD型

フランクシャフト専用全自動約合試験機

ダイナミックバランシングマシン

発売元 三菱商事株式会社

機械第二部工作機械一、二課 電話 東京(211)0211 大阪支社機械部工作機械課 電話(27229)
名古屋支店一般機械課 電話 名古屋(21)1451 神戸・広島・八幡・福岡・長崎・札幌・長野・広畑
岡山・呉・徳山・宇部・高松・四日市・富山・静岡・新潟・仙台・室蘭 其の他

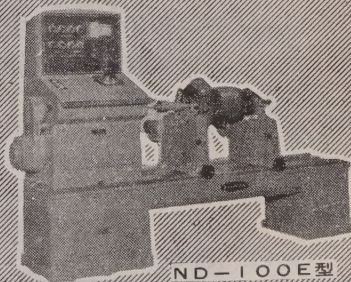


株式會社長濱製作所

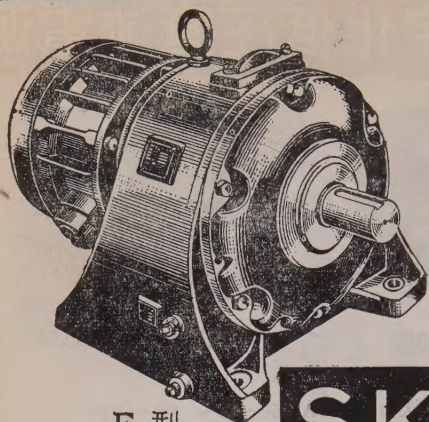
大阪府豊中市浜323 ~ 2 (阪急宝塚線部駅東500米)

電話 大阪 (39) 5561(代)・1132

東京事務所 東京都港区芝南佐久間町2の7 電話 東京 (591) 5874・4488



ND-100E型



F 型

3

つの特徴

軽量 強力 低廉

SKKギヤードモートル

ギヤーシェーピング・クラウニング加工



株式
会社


精機工業所

社長 龜山多通雄
尼崎 市 上 坂 部
電話 大阪 (48) 5921~7
支店 出張所 東京・福岡・札幌・名古屋



uni

ユニは三菱鉛筆の総力を挙げて完成した最高級の製図用鉛筆です。
ユニとは ONE の意味の英語で——現代に存在する唯一のもの——として敢えて名付けました。

 三菱鉛筆

本誌広告取扱店

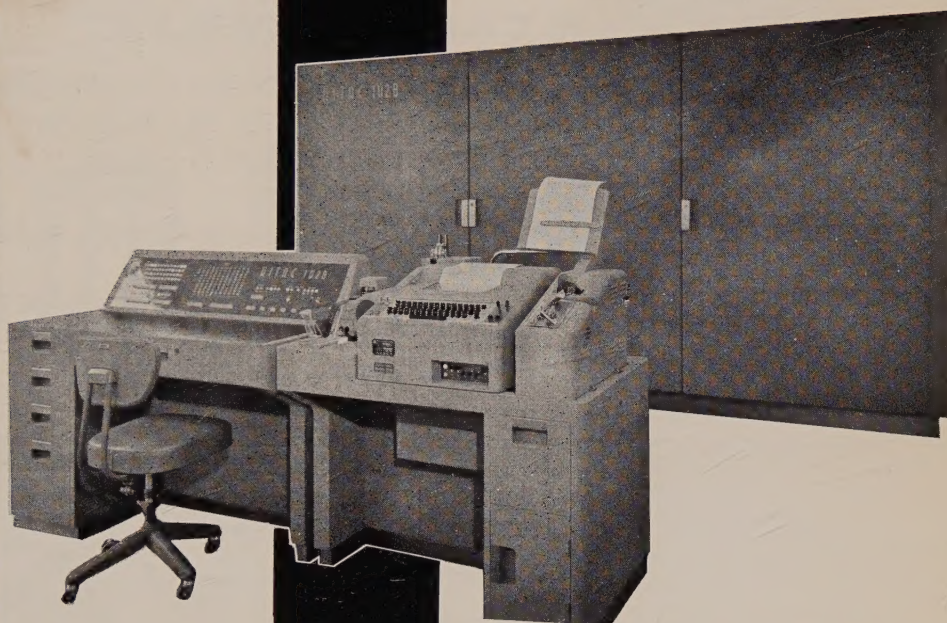
広

和

堂

東京都中央区銀座西8ノ9
第3一越ビル5階電話 (571)6836・8763
(572)0606

HITAC-102



進展する研究分野を拓く頭脳...

日立電子計算機

高速の演算処理と多様性のあるプログラムシステムを有するHITAC-102。この日立大形科学用ディジタル電子計算機HITAC-102は、暮しと産業をきずくあらゆる分野において、広い用途と優れた性能を発揮する全トランジスタ式の電子計算機です。

主な特長

- 一貫したビルディングブロックの採用
- 浮動小数点方式の演算が可能
- 大容量の記憶装置によるファイルメンテナンス
- 高速の演算処理と高速分類が可能
- 記号化コードと自動プログラミング方式の採用
- プログラムチェックが容易
- 完備したサブルーチン

応用分野

- オペレーションズ・リサーチに / 輸送計画、在庫管理、要員配置問題
- 土木関係に / ダム・橋梁・配管網設計。
- 電気通信関係に / 電力系統経済運用計画、送電線設計、回路網計算。
- 一般科学関係に / 結晶構造解析、時系列計算、地震予報計算。
- 経済問題に / 統計・分類の問題、景気変動の予測、モンテカルロ法。

日立製作所

昭和三十三年八月二十六日
第三種郵便物認可
昭和三十六年八月二十六日
発行
（毎月一回一日発行）
電気学会雑誌
第八十一巻
第八冊
第八七五号
定価一部百五十円

日本で最初の

三菱インナークール変圧器

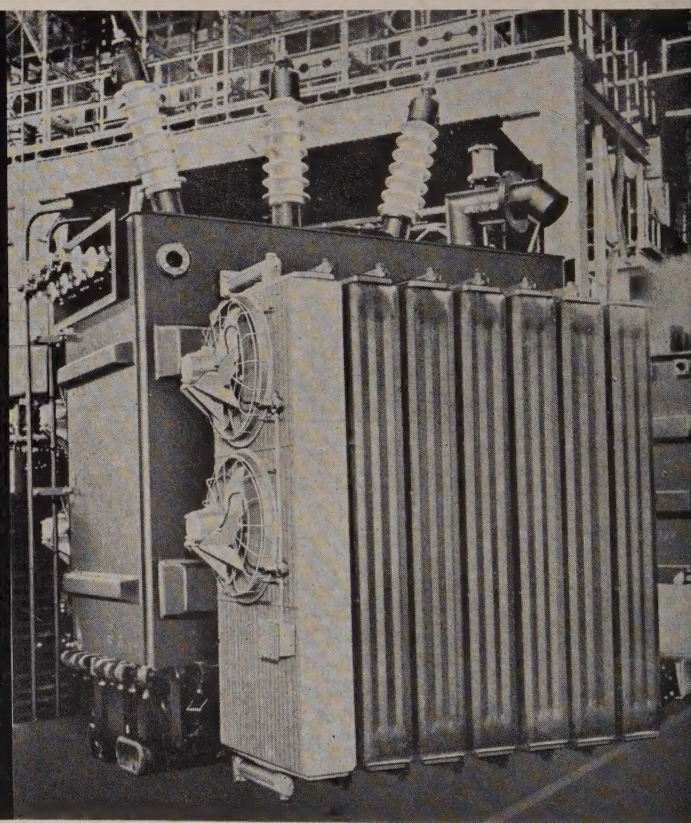
〈充てん絶縁内部冷却方式〉

三菱電機がこのほど完成した 15,000 kVA インナークール変圧器は 多くのすぐれた技術が加味され 本方式の採用により 組立輸送可能の容量限界が大幅に増大するもので 変圧器製作上の第三の革命と呼ばれている画期的なものです

- 特長
- 1 電極間を完全にプレスボードで充てんする画期的な充てん絶縁方式の採用
 - 2 コイルの素線間に冷却油を通す内部冷却方式による著しい冷却効果
 - 3 対地絶縁距離を短縮
 - 4 10~20%の重量軽減

仕様

- 形式 三相油入自冷(風冷)式
外鉄形フォームフィット
- 容量 12,000kVA
(風冷時 15,000kVA)
- 周波数 60 $\frac{C}{S}$
- 電圧 一次80.5-77-73.5-70kV
12,000 (15,000) kVA
二次 3.3 — 6.6 kV
10,000kVA
三次 3.3—(6.6) kV
5,000(7,500)kVA
(括弧内は風冷時の出力)



三菱電機株式会社